

NOSITEL
VYZNAMENÁNÍ
ZA BRANNOU
VÝCHOVU
I. A II. STUPNĚ



ŘADA PRO KONSTRUKTÉRY

ČASOPIS PRO ELEKTRONIKU
A AMATÉRSKÉ VYSÍLÁNÍ
ROČNÍK XXXVII/1988 ●● ČÍSLO 4

V TOMTO SEŠITĚ

Sjezdy Svazarmu121

**INTEGROVANÉ OBVODY ZEMÍ
RVHP VI**
(pokračování z AR B2/88)

IO pro nf zesilovače napětí

a výkonu	121
Zesilovač A1818D	124
Dvojitý nf předzesilovač	
BM381, 381A	129
BM387N, 387 AN	133
Dvojitý nf zesilovač výkonu, A2000V, A2005V	133
Integrovaný nf zesilovač vý- konu 10 W, UL1413G	140
Nf stereofonní regulátor, A1524D	143

Měníč napětí a řídicí obvody

zobrazovačů	145
Integrovaný měnič zápor- ného napětí, U7660DC	145
Řídicí obvod optoelektro- nických zobrazovačů LED, UL1970	147
Řídicí obvod zobrazovačů s LED, UL1980N	150
Obvody pro řízení stupnic LED, UL1975N, UL1976N	154
Řídicí obvody zobrazovačů LCD, UL7211D, UP7211D	156

DÁLKOVÝ PŘÍJEM V PRAXI

(dokončení z AR B3/88)	
11.1 Pracovní bod tranzistoru ..	157
11.2 Praktická realizace širokopásmových zesilo- vačů	158
Literatura	159

Inzerce.....160

AMATÉRSKÉ RADIO ŘADA B

Vydává ÚV Svazarmu ve vydavatelství NAŠE VOJSKO, Vladislavova 26, 133 66 Praha 1, tel. 26 06 51-7. Šéfredaktor ing. Jan Klábal. Redakční radu řídí ing. J. T. Hyan. Redaktor L. Kalousek, OK1FAC. Redakce Jungmannova 24, 113 66 Praha 1, tel. 26 06 51-7. Šéfredaktor linka 354, redaktor linka 353, sekretářka linka 355. Ročně vyjde 6 čísel. Cena výtisku 5 Kčs, pololetní předplatné 15 Kčs, Rozšiřuje PNS, v jednotkách ozbrojených sil vydavatelství NAŠE VOJSKO, administrace Vladislavova 26, Praha 1. Objednávky přijímá každá pošta i doručovatel. Objednávky do zahraničí vyřizuje PNS, ústřední expedice a dovoz tisku, závod 01, Kačkova 9, 160 00 Praha 6. Tiskne NAŠE VOJSKO, n. p., závod 08, 160 05 Praha 6, Vlastina ulice č. 889/23. Za původnost a správnost příspěvku odpovídá autor. Návštěvy v redakci a telefonické dotazy po 14. hodině. Číslo indexu 46 044.

Toto číslo má vyjít podle plánu 4. 8. 1988.
© Vydavatelství NAŠE VOJSKO.

SJEZDY SVAZARMU

V minulém období skončily výroční členské schůze základních organizací Svazarmu, okresní konference Svazarmu i krajské a městské konference Svazarmu, na nichž členové Svazarmu a delegáti posuzovali, jak se podařilo splnit usnesení VII. celostátního sjezdu Svazarmu, plenárního zasedání ústředních výborů i krajských a okresních konferencí doplněných o aplikaci závěrů XVII. sjezdu KSČ a zasedání jejího ústředního výboru.

Ukončená jednání svazarmovců tvoří důležitou etapu příprav jednání sjezdů Svazarmu, v níž vrcholí úsilí za splnění rezoluce VII. sjezdu Svazarmu ČSSR. Dosavadní poznatky z ukončených jednání ukazují, že členové Svazarmu přistoupili a přistupují odpovědně k hodnocení své práce a to zcela v duchu náročných úkolů, souvisejících s probíhající přestavbou v naší společnosti. Přes dosažené dobré a někdy i vynikající výsledky se ukázalo, že stále ještě přetrvávají některé letité problémy a objevují se i nové. Ke kladům většinou patří zvyšující se zájem o členství ve Svazarmu, aktivnější přístup k zabezpečování branného poslání naší organizace, upevnění postavení Svazarmu v rámci Národní fronty apod. Nedostatků je však zatím dost: stále existují zaostávající a pasivní základní organizace, často není na výši komplexní působení na branné vědomí zejména mládeže předbranceckého a branceckého věku, což patří do oblasti politicko-výchovné a masové politické práce, pokulhává i materiální a finanční zabezpečení některých činností, je stálý nedostatek kvalifikovaných cvičitelů, vedoucích kroužků zájmové činnosti, někdy a někde není činnost podložena cílevědomostí, plánovitostí a soustavností práce, ve větších organizacích bývají rozpory mezi radami klubů a výborem ZO, nedodržují se stanovy Svazarmu, což je většinou přímým důsledkem neodpovědné a neprincipiální činnosti výboru. Praxe totiž ukazuje, že nejdůležitějším činitelem v rozvoji života každé ZO je úroveň práce jejího výboru, dosti důkazů pro toto tvrzení bylo uveřejněno i v našich časopisech. Současný stav a jakost činnosti výborů ZO je značně rozdílná, rozdílný je například i přístup k realizaci usnesení svazarmovských orgánů — to jsou stejné problémy, s nimiž se potýkají i ostatní organizace Národní fronty, a jejich vyřešení je nezbytné, mají-li být splněny cíle přestavby života celé naší společnosti.

Velmi sympatické je, že většina vystoupení na schůzích a konferencích byla adresná, kritická a navíc hledala i cesty k řešení problémů. Všichni se ve svých vystoupeních snažili hledat řešení, jak co neefektivněji využívat svěřených prostředků a hodnot. Řada připomínek navrhovala i konkrétní opatření k omezení administrativy, administrativních opatření a byrokratických metod v práci orgánů a aparátu.

Vše, co jsme uvedli, naznačuje, že cesta k široké aktivizaci členů Svazarmu před VIII. celostátním sjezdem organizace byla v převážně většině případů nastoupena. Lze ji rozšířit mnoha způsoby, jedním z nich je např. iniciativa ČÚV Svazarmu, spočívající v plánované široké informovanosti členů, aktivu, orgánů a aparátu o dosažených výsledcích v činnosti v české republikové organizaci prostřednictvím Svazarmovce, časopisu ČÚV Svazarmu. Předsednictvo ČÚV vidí v tomto postupu možnost vzniku dialogu mezi orgány a členskou základnou, způsob, jak socialistickou demokracií a nové myšlení uplatňovat v řízení a organizaci práce naší svazarmovské organizace, což by se mělo kladně promítnout i do jednání celostátního sjezdu Svazarmu.

Krátkovlnný závod na počest sjezdů Svazarmu 1988

Při příležitosti konání sjezdů Svazarmu pořádá KV komise RR ÚV Svazarmu krátkovlnný závod.

Termín: sobota 10. 12. 1988.

Doba závodu: 160 a 80 m v úseku pro vnitrostátní závody (1860 až 1950, 3540 až 3600, 3650 až 3750 kHz),
ve dvou etapách: 160 m od 06.00 do 07.00 UTC,
80 m od 07.00 do 08.00 UTC.

Druh provozu: CW a SSB v obou pásmech. S každou stanicí lze navázat v každém pásmu spojení 1× CW a 1× SSB.

Kód: RS nebo RST, pořadové číslo spojení a okresní znak.

Kategorie: 1) jednotlivci CW a SSB, obě pásma;

2) jednotlivci CW, obě pásma

3) OL stanice;

4) kolektivní stanice;

5) posluchači.

Bodování: za spojení CW a SSB v každém pásmu 1 bod. Výsledek je dán: součet bodů za spojení se vynásobí součtem násobičů.

Násobiče: okresní znaky v každém pásmu zvlášť.

Deníky: nutno zaslat do 10 dnů na adresu OK1KRQ.

**Radioklub OK1KRQ, pošt.
schr. 188, 304 88 Plzeň.**

KV komise RR ČÚV Svazarmu

INTEGROVANÉ OBVODY — ZEMÍ RVHP VI —

Vítězslav Stříž

(Dokončení z ARB2/88)

Na obr. 62 až 65 jsou příklady zapojení budících stupňů řádkového vychylování, které se řídí přes rezistor R_S z výstupu 02 horizontální kombinace TBA920.

Zapojení na obr. 62 znázorňuje budící stupeň koncového stupně řádkového rozkladu, který je osazen elektronkou. Zapojení využívá vysokonapěťového tranzistorového stupně v emitorovém zapojení s tranzistorem BF179, k němuž je připojen paralelní člen RC.

Další dva budící stupně podle obr. 63 a 64 jsou určeny pro koncové stupně osazené výkonovými tranzistory. Jejich zapojení je řešeno obdobně jako zapojení s elektronkou. V obou případech se řídí koncový stupeň indukčně (pomocí transformátoru), takže volba zemnicího bodu koncového stupně není vázána na jedno místo. Paralelně připojený člen RC k primárnímu vinutí transformátoru chrání budící transformátor před napěťovými špičkami při zavírání tranzistoru. Vysokonapěťový budící stupeň s výstupem s velkou impedancí podle obr. 63 je osazen tranzistorem BD232. Nízkonapěťový budící stupeň potřebuje poměrně velký budící proud, takže zapojení na obr. 64 se musí rozšířit o emitorový sledovač s tranzistorem BC337, který pak přímo budí mezistupeň s tranzistorem BSW66. Použitý oddělovací transformátor má tyto údaje: Jádro EI25 je z „dynamoplechů“, vzduchová mezera $2 \times 0,2$ mm. Cívky pro zapojení podle obr. 63: primární 950 závitů drátu CuL o $\varnothing 0,18$ mm, sekundární 31 závitů CuL o $\varnothing 0,45$ mm. Cívky pro zapojení podle obr. 64: primární 85 závitů drátu CuL o $\varnothing 0,35$ mm, sekundární 35 závitů CuL o $\varnothing 0,6$ mm.

Koncové stupně řádkového rozkladu osazené tyristory vyžadují budící impulsy, u nichž je sestupná hrana těsně před ukončením doby vyklíčování řádku a které jsou přitom kratší než nejkratší impulsy, jež může dodávat obvod horizontální kombinace TBA920. Řídicí impulsy s určitou šířkou impulsu ($t_{imp} \leq t_2 \text{ min}$) lze získat úpravou výstupních impulsů na vývodu 02 diferenčním obvodem a následným tvarováním (omezováním), po němž pak následuje zesílení v budícím stupni. Pro tento účel je vhodné zapojení podle obr. 65. Jako diferenční obvod pro výstupní impulsy obvodu TBA920 slouží člen RC (je složen z ochranného rezistoru R_S s odporem 820 Ω , rezistoru 220 Ω a kondenzátoru 3,3 nF). Na kolektoru prvního budícího tranzistoru (BC238), který pracuje jako omezovač, vznikají záporné impulsy se šířkou asi 5 μ s. Těmito impulsy se řídí (přes rezistor 330 Ω pro omezení proudu) druhý budící tranzistor (BC328), který dodává

potřebný klíčovací proud přes vazební kondenzátor 220 nF pro zapalování a uzavírání komutačního tyristoru (zpětnovazební tyristor) koncového stupně řádkového vychylování.

Praktické zapojení a propojení obvodu TBA920 je poměrně jednoduché, neboť integrovaný obvod nepotřebuje velké klíčovací proudy. Zapojení není citlivé na různé vlivy, neboť v něm nejsou obvody s velkou impedancí. Výjimku tvoří vstup oddělovacího stupně impulsů a výstupy impulsů, jejichž velké impulsní proudy slouží k vybuzení připojených vnějších součástek a dovolují širší použití obvodu TBA920. V podstatě se musí dodržet tato doporučení:

— Kondenzátor $C_{1/16}$ mezi přívodem napájecího napětí a zemí musí mít co nejkratší vývody a musí se připojit přímo na vývod integrovaného obvodu (z důvodu co nejmenšího rušivého napětí, které se může indukovat do vývodu 01).

— Kondenzátory mezi vývody 13, 14 a zemí, $C_{13/16}$, $C_{14/16}$ a rezistor $R_{15/16}$ připojit co nejkratšími vývody s malou impedancí do společného zemnicího bodu pokud možno odděleného od jiných zemnicích rozvodů, čímž se zamezí vazbě s rušivými signály.

— Vazební kondenzátory na výstupech (ochrana proti zkratu) se musí připojit bezprostředně na vývody integrovaného obvodu (především na vývodech 02 a 07).

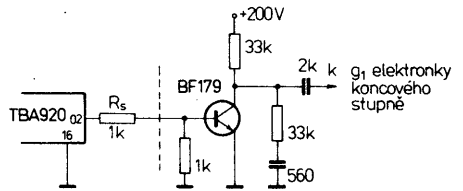
— Vstupní signál se musí vést co nejkratším nebo stíněným vedením (nejlépe oboustranně uzavřeným vedením), čímž se zajistí malá vazba kapacitní i indukční nebo zemnicími body vůči rušivým signálům a ochrana při vysokonapěťových průbojích.

— Rezistory pro omezení proudů ve vývodech 01, 05 a 07 se musí umístit tak, aby proudové omezení bylo účinné i při průbojích vysokého napětí. Toto opatření je nutné jen v případě, že se použijí nestíněné vývody.

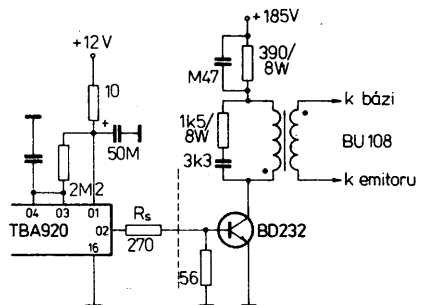
Potřebnou časovou diferenci mezi středem impulsu zpětného běhu a náběžnou hranou synchronizačního impulsu lze nastavit časovým posuvem impulsu zpětného běhu diferenčním nebo integračním členem před vstupem 05 nebo přídavným, z vnějšku priváděným proudem do vývodů 03 a 04. Jsou-li tolerance použitých vnějších součástek dostatečně malé, pak obvykle není zapotřebí časovou diferenci nastavovat individuálně.

Naproti tomu se nelze zřikat individuálního nastavování kmitočtu oscilátoru, nejlépe nastavením klidového proudu I_{15} při regulačním proudu $I_R = 0$ na vnějším odporovém trimru podle obr. 63 a 65. Aby při nastavování neprotékal žádný regulační proud I_R , musí se spojit vývod 06 se zemí. Nastavení horizontální kombinace TBA920 je jednoduché, rychlé a nevyvolává žádné problémy.

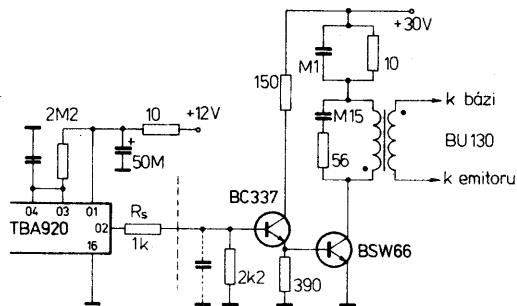
Mimo základní provedení horizontální kombinace TBA920 se ještě vyrábí druhá verze obvodu, TBA920S. Elektrické vlastnosti obou typů jsou stejné až na následující odchylky charakteris-



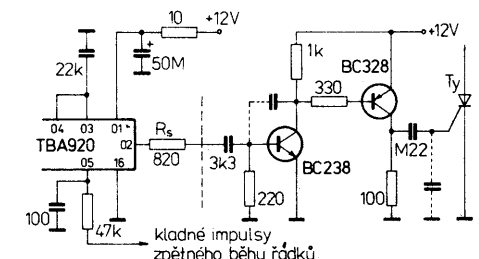
Obr. 62. Budící stupeň koncového zesilovače řádkového rozkladu s obvodem TBA920 a koncovou elektronkou



Obr. 63. Vysokonapěťový budící stupeň koncových zesilovačů řádkového rozkladu s výkonovým tranzistorem BU108, SU160



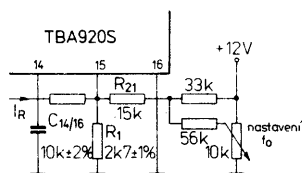
Obr. 64. Budící stupeň vn koncových zesilovačů řádkového rozkladu s výkonovým tranzistorem BU130



Obr. 65. Budící stupeň vn koncového zesilovače řádkového rozkladu s rychlým rozkladovým tyristorem

Tab. 17. Elektrické údaje TBA920, TBA920S

Mezní údaje	
Napájecí napětí:	$U_{B\ 1/16} \approx 13,2\text{ V}$.
Napětí vývodu 03 minimální:	$U_{3/16} \approx 0\text{ V}$.
Napětí vývodu 03 maximální:	$U_{3/16} \approx 13,2\text{ V}$.
Záporné napětí vývodu 08:	$-U_{8/16} \approx 12\text{ V}$.
Napětí vývodu 10 minimální:	$U_{10/16} \approx -0,5\text{ V}$.
Napětí vývodu 10 maximální:	$U_{10/16} \approx 5\text{ V}$.
Střední výstupní proud vývodu 02:	$I_{2AV} \approx 20\text{ mA}$.
Vrcholový výstupní proud vývodu 02:	$I_{2M} \approx 200\text{ mA}$.
Vrcholový proud vývodu 05:	$I_{5M} \approx 10\text{ mA}$.
Vrcholový proud vývodu 07:	$I_{7M} \approx 10\text{ mA}$.
Vrcholový proud vývodů 08, 09:	$I_{8M}, I_{9M} \approx 10\text{ mA}$.
Ztrátový výkon celkový:	$P_{tot} \approx 600\text{ mW}$, $P_{tot} \approx 800\text{ mW}$.
po dobu nažhavení obrazovky:	
Rozsah provozních teplot okolí:	$\vartheta_a = -20\text{ až } -60\text{ }^{\circ}\text{C}$.
Rozsah skladovacích teplot:	$\vartheta_{sig} = -55\text{ až } +125\text{ }^{\circ}\text{C}$.
Teplota vývodů při pájení $t = 5\text{ s}$:	$\vartheta_L = 260\text{ }^{\circ}\text{C}$.
Charakteristické údaje	
Platí při $\vartheta_a = -25\text{ }^{\circ}\text{C}$, $U_{B\ 1/16} = 12\text{ V}$, v doporučeném zapojení.	
Spotřeba proudu ($I_2 = 0$):	$I_1 = 36\text{ mA}$.
Obrazový signál (BAS)	
vstupní napětí mezivrcholové:	$U_{I\ M/M} = 3; 1\text{ až } 7\text{ V}$,
vstupní proud vrcholový:	$I_{8M} = 100\text{ }\mu\text{A}$.
Vykličování šumu (vývod 09)	
vstupní napětí vrcholové:	$U_{9/16M} \geq 0,7\text{ V}$,
vstupní proud vrcholový:	$I_{9M} = 0,03\text{ až } 10\text{ mA}$,
vstupní odpor:	$R_{9/16} = 200\text{ }\Omega$.
Impuls zpětného běhu (vývod 05)	
vstupní napětí vrcholové:	$U_{5/16M} = \pm 1\text{ V}$,
vstupní proud vrcholový:	$I_{5M} = 0,05\text{ až } 1\text{ mA}$,
vstupní odpor:	$R_{5/16} = 400\text{ }\Omega$,
doba impulsu ($f = 15\ 625\text{ Hz}$):	$t_{ipS} \approx 10\text{ }\mu\text{s}$.
Synchronizační impulsy kladné (vývod 07)	
výstupní napětí mezivrcholové:	$U_{7/16\ M/M} = 10\text{ V}$,
výstupní odpor (náběžná hrana):	$R_{7/16} = 50\text{ }\Omega$,
výstupní odpor (sestupná hrana):	$R_{7/16} = 2,2\text{ k}\Omega$,
přídavný vnější zatěžovací odpor:	$R_{7/16\ ext} \geq 2,0\text{ k}\Omega$,
Budič impuls (vývod 02)	
výstupní napětí mezivrcholové:	$U_{2/16\ M/M} = 10\text{ V}$,
výstupní proud střední:	$I_{2AV} \approx 20\text{ mA}$,
výstupní proud vrcholový:	$I_{2M} \approx 200\text{ mA}$,
výstupní odpor ¹⁾ :	$R_{2/16} = 2,5\text{ nebo } 15\text{ }\Omega$,
doba výstupního impulsu ²⁾ :	$t_2 = 12\text{ až } 32\text{ }\mu\text{s}$;
dovolené zpoždění mezi náběžovou hranou výstupního impulsu a zpětnovazebním impulsem	
$t_{ipS} = 12\text{ }\mu\text{s}$:	$t_{d(tot)} = 0\text{ až } 15\text{ }\mu\text{s}$,
napájecí napětí pro vznik výstupních impulsů:	$U_{1/16} \geq 4\text{ V}$.
Oscilátor	
kmitočet volnoběžných oscilací	
$R_{15/16} = 3,3\text{ k}\Omega$):	$f_0 = 15\ 625\text{ Hz}$.
rozptyl kmitočtu při jmenovitých hodnotách vnějších součástek TBA920 ⁴⁾ (TBA920S)	$\Delta f/f_0 \leq \pm 5\ (\leq \pm 1,5)\%$,
změna kmitočtu při zmenšení napájecího napětí na 4 V:	$\Delta f/f_0 \leq 10\%$,
citlivost na řízení kmitočtu	$\Delta f/\Delta U_{15} = 16,5\text{ Hz}/\mu\text{A}$,
rozsah nastavení v doporučeném zapojení TBA920 (TBA920S)	$\Delta f/f_0 = \pm 10\ (\pm 5)\%$.
Vliv napájecího napětí na kmitočet $U_{1/16} = 12\text{ V}$:	$\frac{\Delta f_0/\Delta U}{f_0/U_{jmen}} \leq 5\%$.

Obr. 66. Zapojení k jemnému nastavení volnoběžného oscilačního kmitočtu f_{osc} obvodu TBA920

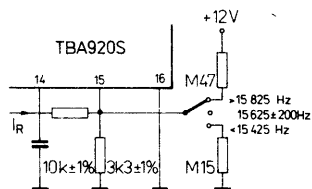
Porovnání fáze I (mezi synchr. impulsy a oscilátorem)	
rozsah řídicího napětí:	$U_{12/16} = 0,8\text{ až } 5,5\text{ V}$,
řídicí proud vrcholový	$I_{12M} = \pm 2\text{ mA}$,
$U_{10/16} > 4,5\text{ V}$, $U_{6/16} > 1,5\text{ V}$:	$I_{12M} = \pm 6\text{ mA}$.
$U_{10/16} > 2,0\text{ V}$, $U_{6/16} > 1,5\text{ V}$:	
Zisk smyčky APC	
doba koincidence mezi synchr. impulsy a impulsy zpětného běhu nebo $U_{10/16}$:	$\Delta f/\Delta U = 1\text{ kHz}/\mu\text{s}$,
doba koincidence žádná nebo $U_{10/16} \approx 2\text{ V}$:	$\Delta f/\Delta U = 3\text{ kHz}/\mu\text{s}$.
Zachycení a rozsah udržování ⁵⁾ :	$\Delta f = \pm 1\text{ kHz}$.
Doba vtažení do synchronizace $\Delta f/f_0 = \pm 3\%$, $\Delta f = 470\text{ Hz}$ ⁶⁾ :	$t = 20\text{ ms}$.
Přepnutí z velké na malou citlivost po zachycení ⁶⁾ :	$t = 20\text{ ms}$.
Porovnání fáze II (mezi impulsy zpětného běhu a oscilátorem)	
dovolené zpoždění mezi náběžovou hranou výstupního impulsu (vývod 02) a náběžovou hranou impulsu zpětného běhu:	$t_{d(tot)} = 0\text{ až } 15\text{ }\mu\text{s}$,
chyba statického řízení ⁷⁾ :	$\Delta f/\Delta U \leq 0,5\%$,
výstupní proud vrcholový během impulsu zpětného běhu:	$I_{4M} = \pm 0,7\text{ mA}$.
Fáze	
fáze mezi náběžovou hranou synchr. impulsu a středem impulsu zpětného běhu ⁸⁾ :	$t = 4,9\text{ }\mu\text{s}$,
tolerance fáze ⁹⁾ TBA920 (TBA920S):	$ \Delta f = 1,0\ (0,4)\text{ }\mu\text{s}$,
napětí pro $t_{imp2} = 12\text{ až } 32\text{ }\mu\text{s}$:	$U_{3/16} = 6\text{ až } 8\text{ V}$,
citlivost nastavení:	$\frac{\Delta f_{imp2}}{\Delta U_{3/16}} = 10\text{ }\mu\text{s}/\text{V}$,
vstupní proud:	$I_3 \leq 2,0\text{ }\mu\text{A}$.
Vnější přepínání hodnot porovnávání fáze I (filtr smyčky a zisk smyčky, např. pro použití videorekordéru) ¹⁰⁾	
požadované přepínací napětí	
$R_{11/16} = 150\text{ }\Omega$:	$U_{10/16} \geq 4,5\text{ V}$,
$R_{11/16} = 2\text{ k}\Omega$:	$U_{10/16} \approx 2,0\text{ V}$,
požadovaný přepínací proud	
$R_{11/16} = 150\text{ }\Omega$, $U_{10/16} = 4,5\text{ V}$ ¹⁰⁾ :	$I_{10} = 80\text{ }\mu\text{A}$,
$R_{11/16} = 2\text{ k}\Omega$, $U_{10/16} = 2,0\text{ V}$ ¹⁰⁾ :	$I_{10} = 120\text{ }\mu\text{A}$.

- 1) Závisí na poloze spínače a polaritě výstupního proudu. Odpor $R_{2/16} = 2,5\text{ k}\Omega$ platí při $U_{2/16} = +10,5\text{ V}$ a zátěži mezi vývody 02 a 16 (jako vnější odpor).
- 2) Trvání výstupního impulsu se nastavuje posuvem náběžné hrany napětí $U_{3/16}$ v rozmezí 6,0 až 8,0 V. Trvání impulsu je výsledkem zpoždění v řádkovém výstupním prvku a funkci obvodu porovnávání fáze II v obvodu TBA920. U koncového stupně s vn. tranzistorem BU208 trvá impuls 22 μs , řádkový výstupní tranzistor má spínat asi 8 μs za středem zpětného běhu řádkového impulsu.
- 3) Kmitočet oscilátoru lze měnit pro jiné televizní normy volbou kapacity vnějšího kondenzátoru $C_{14/16}$.
- 4) Výhradně tolerance vnějších součástek.
- 5) Lze nastavit odporem $R_{12/15}$.
- 6) V doporučeném zapojení.
- 7) Chyba řízení je zbytková chyba vůči jmenovité fázi mezi čelem synchronizačního impulsu a středem impulsu zpětného běhu, způsobená změnou zpoždění v koncovém stupni řádkového vychylování.
- 8) Jmenovitá fáze předpokládá použit jasnou zpožďovací linku 500 ns mezi vstupem oddělovače synchronizačních impulsů a budičem obrazovky. Je-li oddělovač synchronizačních impulsů zařazen za jasnou zpožďovací linkou nebo zpožďovací linka není použita (u černobílých přijímačů), dosáhne se jmenovité fáze vnějším kondenzátorem $C_{5/16} = 560\text{ pF}$.
- 9) Celková fáze a tím náběžová hrana výstupního impulsu na vývodu 02 se nastaví automaticky obvodem porovnávání fáze II nebo použitím stejnosměrného napětí na vývodu 03.
- 10) Se synchronizačními impulsy na vývodech 07 a 08, bez členu RC na vývodu 10.

tických údajů, které dále zlepšují funkční vlastnosti součástky. Rozsah nastavení kmitočtu oscilátoru v zapojení podle obr. 66 je max. $\pm 5\%$, tolerance polohy fáze mezi náběžnou hranou synchronizačního impulsu a středem impulsu zpětného běhu je max. $\pm 0,4\text{ }\mu\text{s}$. Rozptyl kmitočtu oscilátoru je rovněž podstatně menší (max. 1,5 %).

K hrubému nastavení kmitočtu oscilátoru lze použít zapojení s další

možnou úpravou pomocí třípolohového přepínače, které je na obr. 67. Přepínač se použije místo potenciometru. Odpory použitých rezistorů jsou proti obvyklému zapojení pozměněny.



Obr. 67. Zapojení k hrubému nastavení kmitočtu oscilátoru f_{osc} obvodu TBA920

IO PRO NÍZKOFREKVENČNÍ ZESILOVAČE NAPĚTÍ A VÝKONU

Záznamový a snímací zesilovač A1818D

Integrovaný obvod A1818D z výroby podniku VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder, NDR, je určen především pro přenosné monofonní kazetové magnetofony a diktafony. V důsledku komplexnosti systému obvodu je jeho použití omezeno na několik základních zapojení, která jsou dále popsána. Nejvhodnější je používat IO v náročných předzesilovačích s velmi malým šumem.

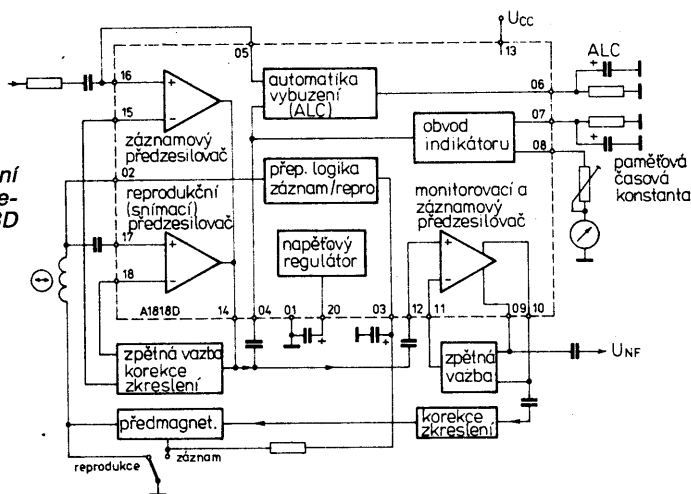
Obvod A1818D sdružuje mimo „mazací“ oscilátor všechny aktivní součástky potřebné ke konstrukci kazetového magnetofonu. Elektronické obvody sdružené na společném křemíkovém čipu mají tyto funkce: předzesilovač pro snímání, monitorovací a záznamový zesilovač, automatická vybuzení (ALC) a zapojení pro indikaci vybuzení. Funkční skupinové zapojení obvodu A1818D je na obr. 68.

Integrovaný obvod se dodává v plastovém pouzdru DIL-20 s 2× deseti vývody ve dvou řadách s roztečí 2,54 mm a odstupem řad 7,62 mm. Funkce vývodů: 01 – zemnicí bod, 02 – přepínání hlavy, 03 – přepínání záznam/reprodukce, 04 – vstup ALC, 05 – tranzistor ALC, 06 – časová konstanta ALC, 07 – indikace časové konstanty, 08 – výstup indikátoru, 09 – výstup monitorovacího zesilovače, 10 – výstup záznamového zesilovače, 11 – zpětná vazba monitoru a záznamového zesilovače, 12 – vstup monitoru a záznamového zesilovače, 13 – připoj kladného napájecího napětí, 14 – výstup předzesilovače, 15 – zpětná vazba mikrofonního zesilovače, 16 – vstup mikrofonního zesilovače, 17 – vstup reprodukcí (snímání) zesilovače, 18 – zpětná vazba reprodukcí zesilovače, 19 – kolektor vstupního tranzistoru, 20 – blokování vnitřního napájecího napětí. Elektrické údaje A1818D jsou v tab. 18.

Funkce záznam a reprodukce (snímání záznamu z pásky) se přepínají elektronickou cestou přímo v systému obvodu. Z vnějších součástek je k tomu zapotřebí pouze jeden jednopólový přepínač. Vnitřní napěťový regulátor slouží k účinnému potlačení brumu a vyrovnává rozdíly a kolísání napájecího napětí, které může být použito v širokém rozsahu.

Oba předzesilovače mají stejnou konstrukci a mají společný výstup. Funkční blokové zapojení předzesilovače je na obr. 69. Funkce záznam/reprodukce se přepínají změnou předpětí druhého stupně obou předzesilovačů. Jeden ze zesilovačů se používá jako mikrofonní zesilovač, druhý jako zesilovač reprodukcí.

Obr. 68. Funkční skupinové zapojení obvodu A1818D



Vstup předzesilovačů je v emitorovém zapojení s vnitřním předpětím báze. Zpětnovazební vývod je vytvořen emitorovým vývodem vstupního tranzistoru. Aby se v prvním stupni dosáhlo dobrých šumových vlastností, je u něj pevně nastaven kolektorový proud na 50 μ A a maximální proudové zesílení při nejmenším odporu v bázi.

Druhý stupeň zesilovačů má nastaven kolektorový proud na 15 μ A. Jinak je navržen rovněž tak, aby jeho šumové vlastnosti byly stejně dobré. Ekvivalentní šumové vstupní napětí předzesilovače je průměrně 0,5 μ V v celém přenášeném kmitočtovém pásmu do 20 kHz. Malé požadované šumové napětí v nízkofrekvenčním signálu vyžaduje velmi malou vnitřní impedanci generátoru. Z tohoto důvodu se musí použít vstupní vazební kondenzátor s poměrně velkou kapacitou. Odtud ovšem pramení velká doba zpoždění při zapínání.

Integrovaný obvod A1818D má speciální nabíjecí zapojení s typickým rychlým nabíjecím proudem okolo 200 μ A, které odstraňuje již popsané nevýhody. Oba předzesilovače využívají společného zpětnovazebního obvodu dimenzovaného tak, aby zaručil pracovní bod výstupního stupně s optimálním vybuzením.

Reprodukční zesilovač má vyveden kolektor vstupního tranzistoru (vývod 19), proto lze v kritických zapojeních použít vnější tranzistor s extrémně malým šumem. V tomto případě se vnitřní vstupní tranzistor překlene zkratováním vývodů 17 a 18. Zpětná vazba se pak přivádí na vnější tranzistor.

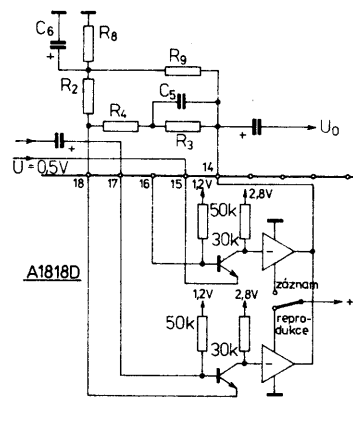
Oba předzesilovače pracují stabilně při jakémkoli zesílení větším než 5 a mají velké zesílení otevřené smyčky. Vnitřní předpětí báze je teplotně stabilní, čímž se dosahuje rovněž stabilního výstupního napětí předzesilovače. Kondenzátor připojený mezi vývody 20 a zem slouží k potlačení brumového napětí předzesilovače. Nemá se volit s příliš velkou kapacitou (nejvhodnější kapacita je 1 μ F), neboť se tím prodlužuje doba zapínání. Vstupní impedance předzesilovače je prům. 45 k Ω .

Výstupní stejnosměrné napětí se vypočte podle přibližného vztahu

$$U_0 \approx \left(1 + \frac{R_9}{R_8}\right) (0,5 - 50 \cdot 10^{-6} R_2) \quad [V].$$

Za podmínky platnosti $R_2 + R_3 + R_4 > 10R'$ bude platit vztah

$$R' = \frac{R_8 R_9}{R_8 + R_9}$$



Obr. 69. Funkční skupinové zapojení předzesilovače

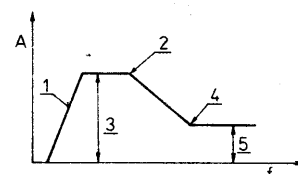
Zesílení střídavého napětí při reprodukci je dáno vztahem

$$A_{ac} = \frac{R_4 + 1 + j 2\pi f C_5 R_3}{R_2} + 1$$

Pro běžně používané pásky Fe_2O_3 v kazetách můžeme dosadit za R_3 C_5 konstantu $\tau_1 = 3180 \mu s$, za R_4 C_5 konstantu $\tau_2 = 120 \mu s$.

Protože napětí ze snímání hlavy magnetofonu je velmi malé, je k zesílení zapotřebí zesilovač s velkým napěťovým zesílením; zesílení je účelné rozdělit rovnoměrně mezi předzesilovač a následný zesilovač.

V předzesilovači se přitom koriguje zkrácení kmitočtové charakteristiky. Monitorovací zesilovač, připojený za předzesilovač, pracuje lineárně. Při provozu „záznam“ pracuje předzesilovač zcela lineárně, záznamový zesilovač zesiluje a koriguje vstupní signál (zdůrazňuje výšky a hloubky). Není-li záznamový zesilovač dostatečně vybuzen na vysokých kmitočtech, musí se výšky zdůraznit pasívně.

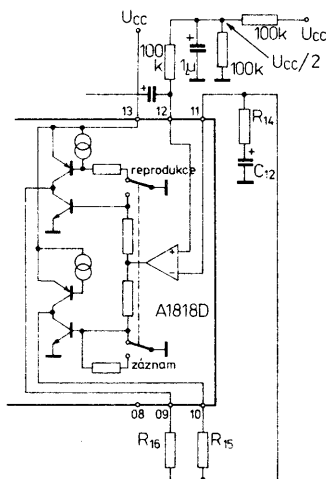


Obr. 70. Přenosová charakteristika předzesilovačů obvodu A1818D podle obr. 69 je definována body:

$$\begin{array}{ll} 1 A_{ac}/2\pi (R_8 \parallel R_9) C_6 & 4 1/2\pi R_4 C_5 \\ 2 1/2\pi R_3 C_5 & 5 1 + R_4/R_2 \\ 3 1 + (R_3 + R_4)/R_2 & \end{array}$$

Ke zdůraznění výšek se používá kombinace dvou metod.

K zamezení akustické zpětné vazby při záznamu se musí odpojit reprodukcí zesilovač. Proto postacuje jeden společný vstupní a zpětnovazební vývod pro oba zesilovače. Výstupy jsou odděleny, aktivují se pro daný druh provozu, takže lze používat rozdílně navrhované zpětnovazební členy. Zesilovače mají vnitřní kompenzaci, proto pracují s velkou stabilitou při zesílení větším než 3 dB. Výstupy mohou odevzdat na zatěžovacím odporu proud až do 400 μ A při rozkmitu 500 mV buď vůči napájecímu napětí nebo zemi. Je-li k buzení zátěže zapotřebí větší proud než 400 μ A, může se připojit k výstupu zesilovače větší vnější odpor. Zpětná vazba nemá být volena s velkou impedancí, neboť posunutí pracovního bodu může ovlivnit schopnost vybuzení. Funkční skupinové zapojení na obr. 71 platí pro monitorovací a záznamový zesilovač.



Obr. 71. Funkční skupinové zapojení monitorovacího a záznamového zesilovače obvodu A1818D

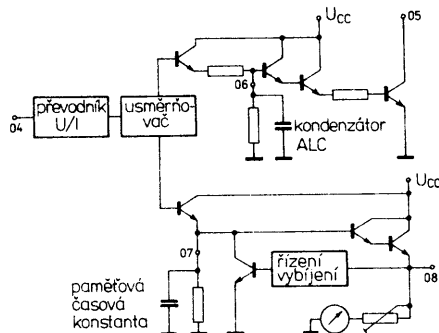
Napětové zesílení při záznamu je dáno poměrem rezistorů R_{15}/R_{14} podle vztahu

$$A_{uz} = R_{15}/R_{14}, \\ \text{při reprodukci vztahem} \\ A_{ur} = 1 + (R_{16}/R_{14})$$

Vnitřního řízení zesílení obvodu A1818D se může využívat k zamezení silného kolísání úrovně při záznamu, jehož příčinou může být přebuzení magnetofonového pásu nebo malý odstup signálu k šumu. Řídicí obvod dodává při provozu „záznam“ poměrně konstantní výstupní napětí v širokém rozsahu vstupních napětí.

Činnost automatiky vybuzení (ALC) je založena na změně vlastností impedance nasyceného tranzistoru, který pracuje v napájecím děliči před vstupem předzesilovače (vývod 14). Vstup tohoto zapojení na vývodu 04 pracuje jako převodník napětí na proud, který dodává usměrněné napětí proporcionální signálu pro indikaci úrovně vybuzení. Funkční skupinové zapojení obou funkčních částí je na obr. 72.

Zapojení ALC začíná pracovat při vstupním efektivním napětí na vývodu 04 okolo 45 mV. Nastane-li potřeba posunout bod nasazení směrem k většímu napětí, musí se k vazebnímu kondenzátoru sériově připojit rezistor. Vstupní impedance na vývodu 04 je asi 5 k Ω , se sériovým rezistorem stejného odporu se dosáhne zdvojení napětí bodu regulace.



Obr. 72. Funkční skupinové zapojení automatiky vybuzení a indikace vybuzení obvodu A1818D

K výstupu 06 se připojuje paměťový kondenzátor ALC, který má přidavnou funkci při přepínání mezi provozem „záznam“ a „reprodukce“. Z tohoto důvodu je potřebný též v případě, kdy se ALC nevyžívá.

Úkolem funkční skupiny indikátoru vybuzení je vyhodnotit a indikovat nastavenou záznamovou úroveň. Paměťová časová konstanta je určena vnějším časovým členem RC, připojeným k vývodu 07. Zapojení je navrženo tak, že časová konstanta přechodného napětí se mění v závislosti na velikosti výchylky indikátoru pomocí speciálního zapojení.

Pod maximální záznamovou úrovní 0 dB, která odpovídá přibližně napětí 0 V až 0,7 V na vývodu 08, slouží malá časová konstanta pro rychlou reakci měřicího přístroje při změnách úrovně. Mezi úrovněmi 0 dB až +3 dB (napětí 0,7 V až 1,1 V), nastává uložení vrcholové hodnoty, která se zobrazí při velkém vybuzení. Při úrovni větší než +3 dB (odpovídá napětí většímu než 1,1 V), se rychle vybije člen RC na vývodu 07, čímž se předejde poškození měřicího přístroje indikátoru vybuzení. Budící výstup přístroje může dodávat stejnosměrný proud 2 mA, takže k obvodu A1818D se může připojit přes sériový rezistor libovolný vhodný měřicí přístroj.

Příklad k přepnutí z provozu „záznam“ na provoz „reprodukce“ se dává integrovanému obvodu A1818D přes člen RC na vývod 03. Kondenzátor ALC, připojený k vývodu 06, se rovněž používá pro vykonávání funkce vnitřní přepínací logiky, jak již bylo uvedeno. Vnitřní přepnutí se realizuje nasycením bipolárním spínačem. Přepínací logika mimoto vybudí jeden tranzistor, který sepne na potenciál země přípoj záznamové nebo snímací hlavy podle zvoleného provozního stavu. Při provozu snímání je tento výstup kolektoru na vývodu 02 ve stavu velké impedance. Výstupní tranzistor ALC na vývodu 05 je během provozu „snímání“ v nasyceném stavu, čímž se zamezí přeslechu v předzesilovačích zkratováním vstupního signálu.

Ve snímacím provozu (reprodukce) pracuje IO A1818D, je-li napětí na vývodu 03 větší než $2U_{cc}/3$, v provozu „záznam“ při napětí $U_3 = U_{cc}/3$. Přepínání z provozu „snímání“ na „záznam“ se začíná při napětí $U_3 = 2U_{cc}/3$ vybíjení kondenzátoru ALC konstantním proudem. Od napětí na kondenzátoru ALC 1,4 V až do 0,7 V se zmenšuje pozvolna předpětí výstupního stupně monitorovacího zesilovače, až se zcela uzavře. Při napětí $U_3 = U_{cc}/2$ se přepne předzesilovač, tranzistor na vývodu 02 se nasatí a uzavře tranzistor ALC.

Zmenší-li se napětí na vývodu 03 dále až na $U_{cc}/3$, ukončí se vybíjení kondenzátoru ALC, zapne se záznamový zesilovač a zruší se uzavření tranzistoru ALC. Inte-

grovaný obvod nyní pracuje jako záznamový zesilovač. Při přepnutí z provozu „záznam“ na „snímání“ probíhají přesně stejné postupy v obráceném pořadí. Z popsaného postupu můžeme konstatovat, že časové konstanty na vývodech 03 a 06 se musí navzájem překrývat. Kondenzátor ALC na vývodu 06 se musí vybit na napětí 0,7 V dříve, než se přepne předzesilovač. Nabít se může na napětí max. 3,2 V. Doba vybití je proto závislá na vybíjecím proudu a kapacitách podle vztahů

$$t_1 = \frac{C_{ALC} U}{I_1} = C_{ALC} \frac{3,2 - 0,7 \text{ V}}{350 \mu\text{A}} = 72 \text{ ms}$$

za předpokladu, že C_{ALC} má kapacitu 10 μ F.

Dobu mezi oběma body přepnutí určuje člen RC na vývodu 03 podle vztahu

$$t_2 = RC \ln \frac{U_{cc}}{0,3U_{cc}} - RC \ln \frac{U_{cc}}{0,5U_{cc}} = \\ = 0,51RC.$$

K tomu, aby se zajistilo plné vybití kondenzátoru ALC, musí se splnit podmínka $t_2 > t_1$, takže platí vztah

$$RC > \frac{t_1}{0,51} = 141 \text{ ms.}$$

Bude-li kapacita kondenzátoru $C_1 = 10 \mu\text{F}$, musí se použít rezistor $R \approx 15 \text{ k}\Omega$ ($15 \text{ k}\Omega \leq R \leq 50 \text{ k}\Omega$).

Rezistor, připojený k vývodu 03, musí mít odpor menší než 50 k Ω , čímž se zajistí, že vstupní proud vývodu 03 nevyvolá ofsetové napětí větší než 200 mV. Informativní velikost vstupního proudu vývodu 03 je maximálně 3 μ A.

Podmínkou velkého zesílení snímacího (reprodukčního) zesilovače je současně potlačení brumového napětí, což se týká především předzesilovače. Proto se používá u předzesilovače zemnicí vedení, jímž se zmenší rušivé napětí způsobované zemnicími proudy. Vnitřní napájecí regulátor dodává stabilizované napětí 2,8 V, které je přístupné přes rezistor 200 Ω na vývodu 20. K tomuto vývodu se může připojit přidavný vyhlazovací elektrolytický kondenzátor s typickou kapacitou asi 1 μ F. Jako zdroj referenčního napětí slouží zdroj typu band-gap, který mimoto přispívá k velké teplotní stabilitě referenčního zdroje.

Elektrické údaje integrovaného obvodu A1818D jsou uvedeny v tabulce. Uvedená data platí v zapojení podle obr. 73, v němž je zisk obou předzesilovačů pevně nastaven na 40 dB, zisk monitorovacího a záznamového zesilovače na 20 dB. Zisk jednotlivých zesilovačů je dán vztahy: snímací zesilovač

$$A_{ur} = 1 + \frac{R_3}{R_4} = 40 \text{ dB,}$$

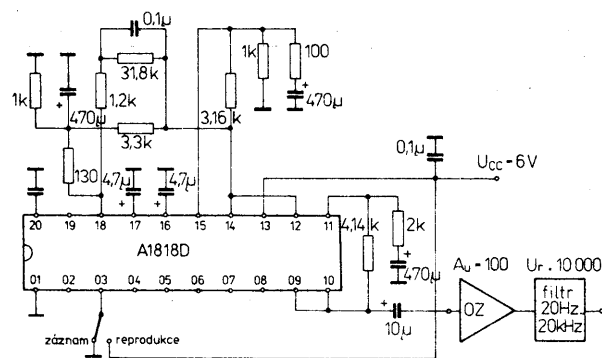
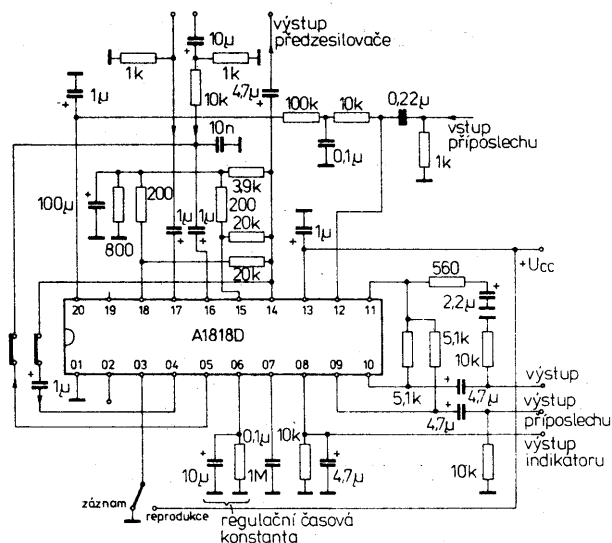
záznamový zesilovač

$$A_{uz} = 1 + \frac{R_5}{R_4} = 40 \text{ dB,}$$

monitorovací zesilovač

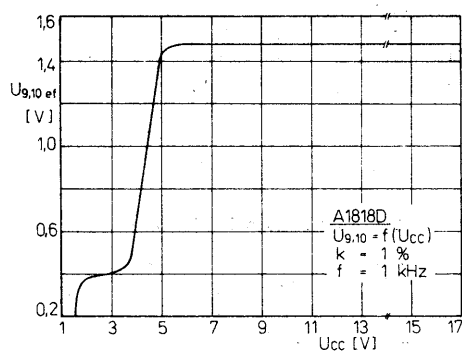
$$A_{um} = 1 + \frac{R_7}{R_6} = 1 + \frac{R_8}{R_6} = 20 \text{ dB.}$$

Šumové vlastnosti integrovaného obvodu A1818D se měří ve speciálním zapojení podle obr. 74, které platí pro provoz

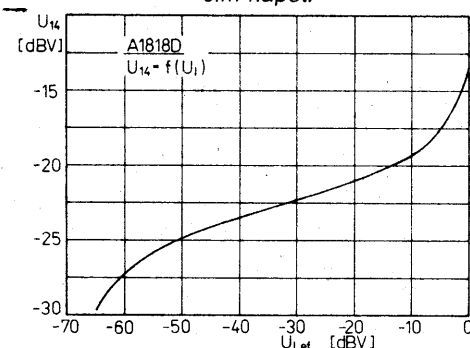


Obr. 74. Zapojení pro měření šumu obvodů A1818D

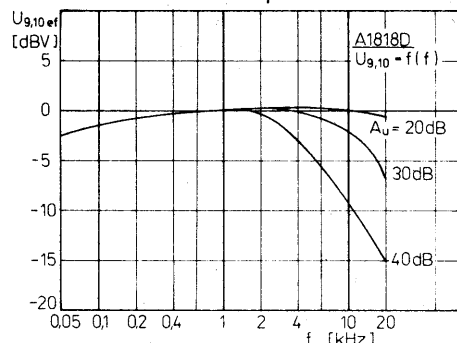
Obr. 73. Měřicí zapojení obvodu A1818D



Obr. 75. Schopnost vybudení monitorovacího, popř. záznamového zesilovače obvodu A1818D v závislosti na napájecím napětí



Obr. 76. Typická regulační charakteristika obvodu A1818D — závislost výstupního napětí vývodu U₁₄ na vstupním napětí



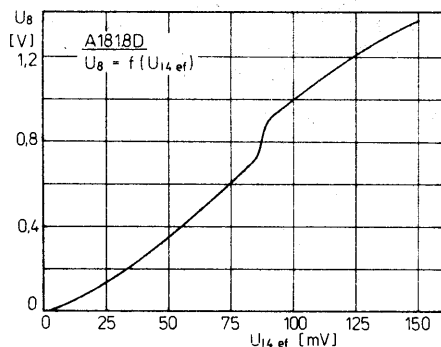
Obr. 77. Závislost výstupního napětí obvodu A1818D na přenášeném kmitočtu pro konstantní zisk 20 dB, 30 dB, 40 dB

„snímání“ s pevně určeným průběhem kmitočtové charakteristiky konstantami $\tau_1 = 3180 \mu s$ a $\tau_2 = 120 \mu s$. Použitý materiál páska je Fe_2O_3 . V provozu „záznam“ se nastaví lineární kmitočtová charakteristika.

Monitorovací, popř. záznamový zesilovač je zapojen s lineárním průběhem charakteristiky. S použitím přidavným zesilovačem se získá 40 dB se může ekvivalentní vstupní šumové napětí určovat přímo z naměřeného napětí (naměřené napětí = $U_r \cdot 10 000$).

Některé typické závislosti obvodů A1818D jsou uvedeny na dalších obrázcích. Schopnost vybudení monitorovacího popř. záznamového zesilovače v závislosti na použitém napájecím napětí je na obr. 75. Průběh platí pro měření signálem o kmitočtu 1 kHz, konstantní zkruslení 1 %. Na obr. 76 je regulační charakteristika — závislost výstupního napětí vývodu 14 na vstupním napětí.

Další důležitá grafická závislost na obr. 77 ukazuje průběh výstupního napětí jako funkce přenášeného kmitočtu. Pro zisk 20 dB křivka výstupního napětí mírně stoupá až do kmitočtu 4 kHz, kdy do 20 kHz velmi mírně klesá. Při zisku 30 dB je začátek křivky stejný jako při zisku 20 dB, pokles výstupního napětí začíná však dříve na 4 kHz, na 20 kHz dosahuje pokles již -6 dB. Podstatně prudší pokles výstupního napětí je při zisku 40 dB, kdy se již od 2 kHz začíná napětí dosti prudce

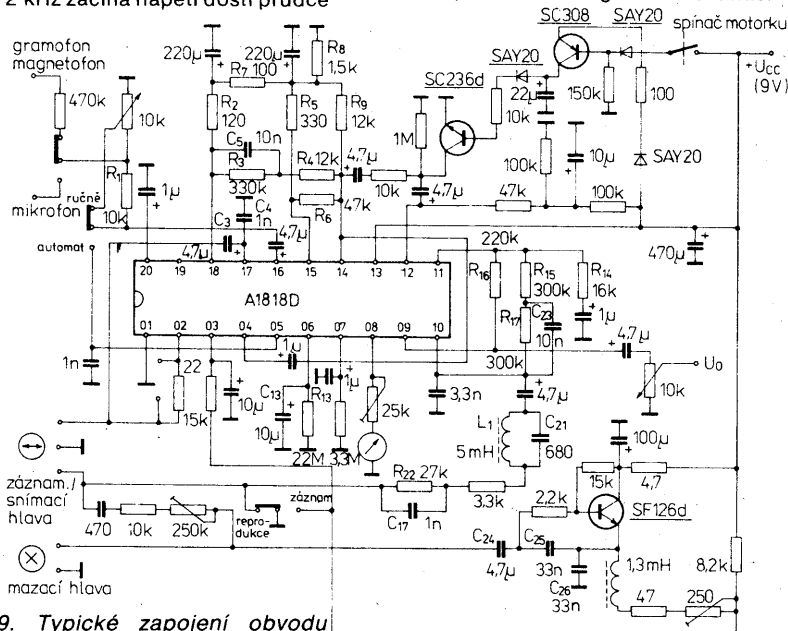


Obr. 78. Závislost stejnosměrného výstupního napětí vývodu U₈ pro připojení indikátoru vybudění v závislosti na vstupním napětí

zmenšovat. Na 10 kHz je již pokles napětí -9 dB, na 20 kHz pokles dosahuje -15 dB.

Průběh závislosti stejnosměrného výstupního napětí U₈ pro indikátor vybudění je na obr. 78. Při vstupním napětí 75 mV je výstupní napětí 0,6 V, při 150 mV výstupní napětí 1,35 V. Tato napětí vyhovují pro připojení běžných ručkových indikátorů, ale též indikátorů optoelektronických.

Základní zapojení integrovaného obvodu A1818D v monofonním kazetovém magnetofonu je na obr. 79. Při provozu snímání přichází nf signál ze snímací



Obr. 79. Typické zapojení obvodu A1818D ve monofonním kazetovém magnetofonu

Tab. 18. Elektrické údaje A1818D

Mezní údaje	
Napájecí napětí:	$U_{CC} = 0$ až 18 V.
Stejnoseměrné napětí na vývodu 02:	$U_2 = 0$ až 0,1 V.
Stejnoseměrné napětí na vývodu 05:	$U_5 = 0$ až 0,1 V.
Výstupní proud — vývod 14:	$I_{14} = 0$ až 5 mA.
Výstupní proud zobrazovače — vývod 08:	$-I_8 = 0$ až 3 mA.
Ztrátový výkon:	$P_{tot} \leq 650$ mW.
Přepínací napětí záznam/snímání:	$U_3 = 0$ až U_{CC} .
Doporučené provozní podmínky	
Napájecí napětí:	$U_{CC} = 3,5$ až 18 V.
Napětí pro provoz snímání:	$U_3 = 0,7 U_{CC}$ až U_{CC} .
Napětí pro provoz záznam:	$U_3 = 0$ až $0,3 U_{CC}$.
Rozsah provozních teplot okolí:	$\theta_a = 0$ až $+70^\circ\text{C}$.
Charakteristické údaje A1818D	
Platí při $U_{CC} = 6$ V, $\theta_a = 25^\circ\text{C}$ — 5 K, není-li uvedeno jinak.	
Napájecí proud v klidu $U_3 = U_{CC}$:	$I_{CC} \leq 12$ mA.
Výstupní napětí předzesilovače vývod 14 $U_{17} = 5$ mV, $U_3 = U_{CC}$:	$U_{14} = 400$ až 700 mV.
$U_{16} = 5$ mV, $U_3 = 0$:	$U_{14} = 400$ až 700 mV.
Zkreslení mikrofonního zesilovače $U_{17} = 5$ mV, $U_3 = U_{CC}$, $f = 1$ kHz:	$k \leq 1,5\%$.
$U_{16} = 5$ mV, $U_3 = 0$, $f = 1$ kHz:	$k \leq 1,5\%$.
$U_{14} = 100$ mV, $U_3 = U_{CC}$, $f = 1$ kHz:	$k = 0,09\%$.
$U_{14} = 100$ mV, $U_3 = 0$, $f = 1$ kHz:	$k = 0,09\%$.
Výstupní napětí monitorovacího zesilovače — vývod 09, při snímání $U_{12} = 100$ mV, $U_3 = U_{CC}$:	$U_{9\text{ ef}} = 0,8$ až 1,2 V.
Zkreslení monitorovacího zesilovače při snímání $U_{12} = 100$ mV, $U_3 = U_{CC}$, $f = 1$ kHz, $U_9 = 1000$ mV:	$k \leq 0,5\%$.
Výstupní napětí monitorovacího zesilovače — vývod 10 při záznamu $U_{12} = 100$ mV, $U_3 = 0$:	$U_{10\text{ ef}} = 0,8$ až 1,2 V.
Zkreslení monitorovacího zesilovače při záznamu $U_{12} = 100$ mV, $U_3 = 0$, $f = 1$ kHz, $U_{10} = 1000$ mV:	$k \leq 0,5\%$.

hlavy přes kondenzátor C_3 do snímáčiho zesilovače. Kondenzátor C_4 společně s indukčností snímáči hlavy zvětšuje napětí na vysokých kmitočtech, čímž se vyrovnávají ztráty ve snímáči hlavě.

Kmitočtový průběh se upravuje ve zpětnovazební odbočce snímáčiho zesilovače. Nejčastěji používaný magnetofonový pásek z materiálu Fe_2O_3 vyžaduje nastavit časovou konstantu R_3C_5 na 3180 μs , člen R_4C_5 na 120 μs . Zesílený signál je vyveden na vývod 14, prochází přepínatelným napětovým děličem, složeným z rezistoru 10 k Ω a cesty kolektor-emitor tranzistoru. Uvedeným zapojením se může realizovat automatika zesílení, která je řízena ze spínače motorku pro pohon pásku a aktivuje se při každém přepnutí. Nf signál se pak přivádí přes kondenzátor na vstup monitorovacího zesilovače, kde se zesílí lineárně a je pak k dispozici na vývodu 09.

V provozu „záznam“ je spojen vývod 03 rezistorem 15 k Ω se zemním potenciálem, vývod 02 svádí jeden vývod hlavy rovněž k zemi a přejímá záznamový proud. Záznamový signál prochází přes regulátor úrovně (buď rušení nebo automatický) do lineární zesilujícího záznamového zesilovače, pak je rovněž veden přes automatiku zesílení do záznamového zesilovače. V zesilovači se ve zpětnovazební odbočce upraví hloubky korekčním členem R_{15} , C_{23} ($\tau_1 = 3180 \mu\text{s}$). Výsky se upravují výlučně v přírůbovácím členu hlavy součástkami R_{21} , R_{22} a C_{17} .

Člen L_1 a C_{21} tvoří blokovací obvod pro předmagnetizační signál. Oscilátor maza-

ciho signálu je ve třibodovém zapojení s kapacitním napětovým děličem (Clappův oscilátor). Použitý křemíkový tranzistor n-p-n, SF126D, se zesilovacím činitelem 110 až 280 pracuje v kolektorovém zapojení. Laděný obvod složený z indukčností mazací hlavy a kondenzátorů C_{24} , C_{25} a C_{26} je volně navázán cestou báze-emitor. Tímto způsobem je dosaženo velké kmitočtové stability. Předmagnetizační proud se přivádí do odbočky záznamového proudu kapacitně přes proměnný rezistor. Vybuzení je indikováno nastavitelným rezistorem, takže pro indikaci vybuzení je možné používat nejrůznější měřidla.

Zapojení na obr. 80 ukazuje příklad zapojení obvodu A1818D ve stereofonním provozu. Podle potřeb konstrukterů se může uvedené zapojení vhodně upravovat. Využití všech funkčních skupin bez přidavných vnějších součástek není v tomto případě v podstatě možné. Týká se to především indikace vybuzení a automatické regulace úrovně. Pro stereofonní provoz se musí použít dva integrované obvody A1818D. Signál pro automatické řízení úrovně se přivádí z výstupu předzesilovače (vývod 14) přes kondenzátor na vývod 04, odebírá se z vývodu 06 a přes rezistory se sčítá na kondenzátoru ALC. Sečtená napětí se zapojením dále zpracovávají a slouží stejnou mírou oběma stereofonním kanálům k řízení úrovně, obvykle pomocí kondenzátoru ACL (vývod 05). Z ručního na automatické řízení se obvod přepíná přepínačem Pr_3 .

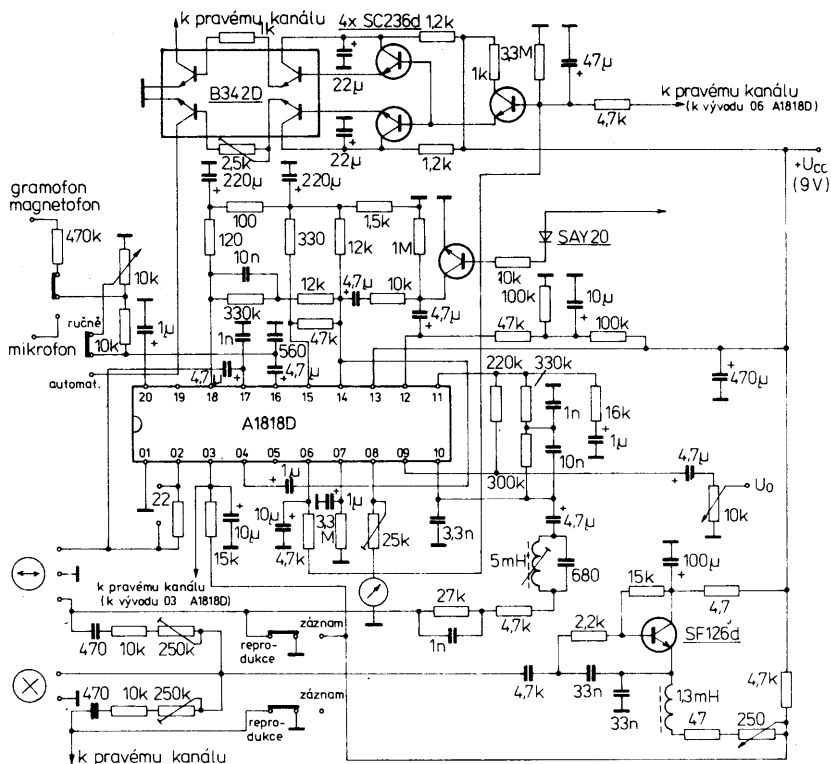
Řízení ALC monitorovacího zesilovače vývod 14, při záznamu $U_{11} = 3$ mV, $U_3 = 0$: $U_{12} = 3$ mV + 30 dB, $U_3 = 0$:	$U_{14\text{ ef}} = 57,5$ mV, $U_{14\text{ ef}} \leq 7,2$ mV.
Zkreslení monitorovacího zesilovače při záznamu $U_1 = 3$ mV - 30 dB s ALC, $U_3 = 0$:	$k = 0,37\%$.
Napětí indikátoru vybuzení $U_4 = 100$ mV, $U_3 = 0$, $f = 1$ kHz:	$U_8 \geq 600$ mV.
Kontrola výstupních signálů při odpojených zesilovacích monitorovacího zesilovače — vývod 09 $U_{12} = 100$ mV, $U_3 = 0$, $f = 1$ kHz:	$U_9 \leq 300$ mV.
Napětí monitorovacího zesilovače vývod 10 $U_{12} = 100$ mV, $U_3 = U_{CC}$, $f = 1$ kHz:	$U_{10} \leq 300$ mV.
Kontrola výstupních signálů při odpojení zesilovači $U_{16} = 5$ mV, $U_3 = 0$, $f = 1$ kHz:	$U_{14} \leq 10$ mV.
Výstupní napětí záznamového zesilovače $U_{17} = 5$ mV, $U_3 = U_{CC}$, $f = 1$ kHz:	$U_{14} \leq 10$ mV.
Šumové napětí (vztaženo na vstup) při provozu snímání $A_u = 40$ dB při $f = 400$ Hz, pásmový filtr 22 Hz až 22 kHz:	$U_{IN} \leq 1,4$ μV , $U_{20} = 2,89$ V.
Referenční napětí:	$I_{112} = 0,64$ μA .
Vstupní proud:	
Vstupní odpor vývod 04, $U_{114} = 100$ mV: vývod 16, $U_{114} = 100$ mV: vývod 17, $U_{117} = 100$ mV:	$R_{14} = 5,3$ k Ω , $R_{116} = 45$ k Ω , $R_{117} = 45$ k Ω .
Doba regulace pro skok -20 dB $U_{14} = 100$ mV, $U_3 = 0$, $R = 1$ M Ω , $C = 10$ μF , $f = 10$ kHz:	$t_r = 2,25$ s.
Doba regulace pro skok +20 dB $U_3 = 0$, $R = 1$ M Ω , $C = 10$ μF , $f = 10$ kHz:	$t_s = 11,5$ ms.
Bod nasazení ALC $\Delta U_0/\Delta U_1 = 2$ dB/10 dB:	$U_{14} = 45$ mV.
Rozsah ALC $U_{14} = 8$ dB:	$U_1 = 52$ dB.

Signál pro automatické řízení úrovně a indikaci vybuzení se může získávat rovněž ze záznamového zesilovače (vývod 10) přes příslušné navržený předřazený rezistor. Má to ovšem nevýhodu, že při provozu „snímání“ nelze indikovat vybuzení bez dalších přidavných vnějších součástek. Zbývající součástky popsaného zapojení jsou shodné se zapojením na obr. 79 monofonního magnetofonu.

Zdůraznění výšek v odbočce záznamu se rozděluje na přírůbovácí obvod hlavy a zpětnovazební odbočku záznamového zesilovače, kde je rovněž pevně stanovena hranice kmitočtu 12 kHz.

Časová konstanta korekce záznamového a snímáčiho zkreslení se pro jiné používané druhy magnetického pásku, jako např. CrO_2 , přírůbovuje přepnutím příslušného přírůbovácího obvodu. Potřebná je rovněž změna rozkmitu mazacího signálu a tím i předmagnetizace. K přepínání mezi záznamem a snímáním se používají dva spřažené jednopólové přepínače. Jedním z nich se ovládají navzájem spojené vývody 03. Přes snímáči kontakt z pohonné jednotky lze realizovat automatiku zesílení působící na oba kanály.

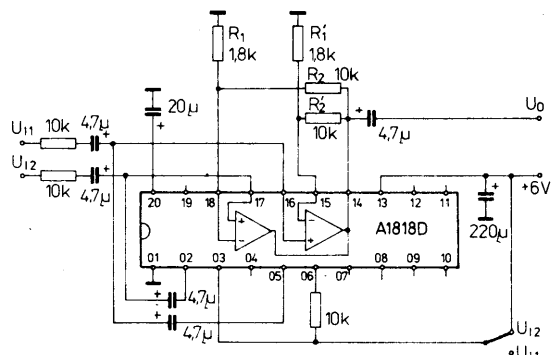
V popisu funkce obvodu A1818D uvedené pevné časové konstanty časových členů na vývodech 03 a 06 se musejí bezpodmínečně dodržet při návrhu přepínače záznam/snímání. Jinak vznikají jisté problémy, je-li trvale zapojena ALC. Při přepnutí z provozu „snímání“ na provoz



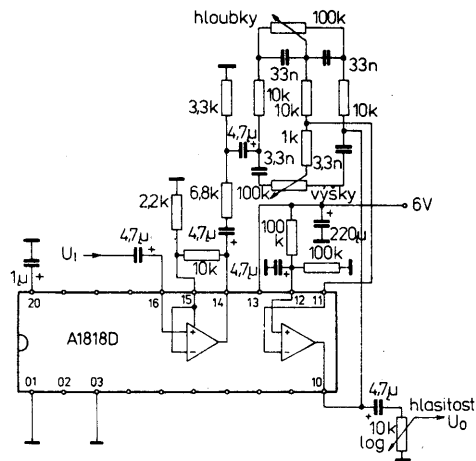
Obr. 80. Typické zapojení obvodu A1818D ve stereofonním kazetovém magnetofonu

„záznam“ se v tomto případě plně aktivuje automatické řízení úrovně a to skokovým napětím na vývodu 14 a integrovaný obvod A1818D nebude nadále řízen. Následná doba, kdy opět regulace začne působit, je až 2 minuty. K zamezení tohoto jevu se používá mimo zvětšení kapacity kondenzátoru na vývodu 03 ještě přídavné zapojení na vývodu 06 během přepínání na zemní potenciál.

Ačkoli integrovaný obvod A1818D je speciálně určen pro použití v kazetových magnetofonech, je jej možno používat v celé řadě dalších zapojení, v nichž se ovšem nevyužívá všech jeho funkcí. Tak např. čtyři integrované zesilovače A1818D, z nichž oba předzesilovače mají zvlášť malý šum, se mohou používat pro speciální zesilovače s malým šumem. Na obr. 81 je příklad zapojení monofonního zesilovače s řízením hlasitosti a barvy tónu. Vnější součástky pro úpravu a řízení barvy tónu se zapojují do zpětnovazební větve výstupního zesilovače. Předzesilovač se používá k přizpůsobení úrovně zisku (okolo 15 dB), což zaručuje dobrý poměr signálu k šumu. Hlasitost se řídí pasivně na výstupu potenciometrem s logaritmickým průběhem. Dosažené technické vlastnosti jsou uvedeny v tab. 20.



Obr. 81. Regulační zapojení k řízení hlasitosti a barvy tónu pomocí obvodu A1818D



Obr. 82. Zapojení přepínače zdroje signálů s obvodem A1818D

Tab. 19. Typické technické údaje zesilovače podle obr. 81

Platí při $U_{CC} = 6 \text{ V}$, $f = 1 \text{ kHz}$

Spotřeba proudu:	$I_{CC} = 5 \text{ mA}$.
Vstupní napětí:	$U_i \leq 220 \text{ mV}$.
Výstupní napětí:	$U_o = 350 \text{ mV}$.
Výstupní napětí maximální při plném zdůraznění výšek:	$U_{o \text{ max}} \leq 1,6 \text{ V}$.
Zkreslení:	$k = 0,06 \%$.
Rozsah regulace tónů při 100 Hz a 10 kHz:	$\pm 12 \text{ dB}$.
Odstup cizího napětí $U_i = 220 \text{ mV}$:	$(S+N)/N = 84 \text{ dB}$.

Tab. 20. Typické technické údaje přepínače zdroje signálů podle obr. 82

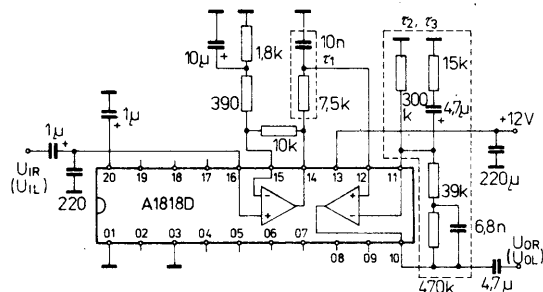
Platí při $U_{CC} = 6 \text{ V}$

Vstupní napětí maximální:	$U_{i \text{ max}} = 250 \text{ mV}$.
Výstupní napětí:	$U_o = 1,4 \text{ V}$.
Zkreslení:	$k = 0,06 \%$.
Cizí výstupní napětí $R_o = 5,1 \text{ k}\Omega$, $B = 15 \text{ kHz}$:	$U_{ro \text{ ef}} = 13 \text{ }\mu\text{V}$.
otevřený vstup, $B = 15 \text{ kHz}$:	$U_{ro \text{ ef}} = 28 \text{ }\mu\text{V}$.
Přeslechový útlum $R_o = 5,1 \text{ k}\Omega$, $f = 1 \text{ kHz}$:	$a_p = 97 \text{ dB}$.

fonů, ale i diktafonů, popříp. k zesilování a úpravě nízkofrekvenčních signálů z jiných zvukových zdrojů.

Nakonec ještě několik doporučení pro konstruktéry:

Zemnicí vedení musí mít co nejmenší odpor a musí být realizováno tak, aby nenastala jakákoli vazba mezi výstupy a vstupy. Neinvertující vstup (vývod 12) snímá cizího zesilovače se musí připojit přes dělič z rezistorů na napětí $U_{CC}/2$, příp. se musí spojit přes



Obr. 83. Zapojení korekčního zesilovače s obvodem A1818D pro ořezání kmitočtové charakteristiky. Dvěma stejnými zesilovači se může zpracovávat a upravovat stereofonní signál

Tab. 21. Typické technické údaje ko-
rekčního zapojení podle obr. 83

Napájecí napětí:	$U_{CC} = 12 \text{ V}$.
Spotřeba proudu:	$I_{CC} = 11 \text{ mA}$.
Vstupní napětí maximální efektivní:	$U_{i \max} \leq 8 \text{ mV}$.
Zkreslení:	
$U_{i \max}$, $f = 1 \text{ kHz}$:	$k = 0,02 \%$.
Odstup cizího napětí	
$B = 15 \text{ kHz}$, $R_g = 0$, vztaženo	
$k U_i = 1 \text{ mV}$:	$(S+N)/N = 63 \text{ dB}$.
Zesílení	
$f = 1 \text{ kHz}$:	$A_u = 40 \text{ dB}$.
Přeslechový útlum	
$f = 1 \text{ kHz}$:	$a_p = 78 \text{ dB}$.

rezistor s vnitřním referenčním napětím na vývodu 20. Zpětná vazba snímacího a monitorového zesilovače má mít co nejmenší impedanci, čímž se zabrání posuvu výstupního pracovního bodu, který ovlivňuje vstupní proudy.

Zisk záznamového a monitorového zesilovače má být větší než 30 dB. Při menším zisku nastává zřetelný pokles zesílení při kmitočtech vyšších než 10 kHz. Z důvodu stabilního provozu musí být zesílení předzesilovačů větší než 5, popřípadě větší než 3 u záznamového a monitorovacího zesilovače. Kondenzátor na vývodu 20 určuje potlačení bručivého napětí předzesilovačů. Z důvodu prodloužení doby zapínání nemá být jeho kapacita podstatně větší než 1 μF . Obvod zpětné vazby předzesilovače určuje mimo střídavé zesílení též úroveň stejnosměrného výstupního napětí předzesilovačů, proto se musí volit účelně tak, aby se dodržel co nejmenší posuv pracovního bodu při přepínání druhu provozu.

Kondenzátor ALC na vývodu 06 se musí použít i tehdy, nepoužívá-li se ALC. Připojovací vedení záznamové/snmací hlavy se musí dobře odstínit.

Jestliže se zdůrazní výšky při provozu pomocí zpětné vazby v záznamovém zesilovači, musí se přihlížet ke schopnosti vybuzení tohoto zesilovače. Impedance členu RC na vývodu 03 nemá být větší než 50 k Ω . Tím se předejde ofsetovému napětí většímu než 200 mV, které je vyvoláno protékajícím vstupním proudem. Signál přiváděný na vývod 04 se musí od zdroje oddělit galvanicky pomocí kondenzátoru. Proudovou zatížitelnost výstupů 09 a 10 je možno zvětšit pomocí vnějšího rezistoru (pull-up).

Protože ALC spočívá ve změnách vlastností impedance nasyceného tranzistoru, musí se používat sériový předřadný rezistor ve vývodu 16. K dosažení optimální regulační charakteristiky má být jeho odpor asi 10 k Ω . ALC se zapojuje, připojí-li se mezi vývody 05 a 16 kondenzátor.

Vstupní impedance vývodu 04 je asi 5 k Ω , se sériovým rezistorem stejného odporu se bod nasazení regulace posune asi o 6 dB směrem nahoru. Vstupní napětí na vývodu 04 má být z důvodu optimálního vybuzení pro úroveň záznamu 0 dB asi 0,1 mV (efektivní hodnota).

Konstruktor se musí důsledně řídit při používání popsaného integrovaného obvodu výše uvedenými doporučeními. Protože obvod je funkčně složitý, musí se rovněž deska s plošnými spoji navrhovat zvlášť pečlivě.

Integrovaný obvod A1818D je analogonem integrovaného obvodu typu LM1818N firmy National Semiconductor, od něhož se podstatně neliší. Zapojení vývodů součástek obou výrobců jsou stejná, rovněž tak použité plastové pouzdro.

Dvojitý nízkofrekvenční předzesilovač βM381 , βM381A

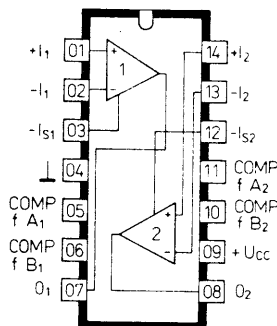
Rumunský podnik I.P.R.S v Baneasa vyrábí velmi užitečný bipolární dvojitý nízkofrekvenční předzesilovač, určený pro použití v zesilovačích, pracujících s malou úrovní signálu, u nichž se vyžadují co nejlepší vlastnosti, a to především minimální šum.

Každý z obou zesilovačích systémů na společném čipu je zcela nezávislý. Výrobce zaručuje oddělení kanálů 60 dB. Zesilovače jsou vybaveny regulátorem „protivazby“ vůči napájecímu zdroji, kterým se zajišťuje potlačení vlivu napájecího napětí 120 dB. Vstupní stupeň obou zesilovačů tvoří rozdílový zesilovač, kterým je vlastně rozdílový vstup a jednostranné vyvedené spojené emitory obou tranzistorů rozdílového zesilovače. Oba zesilovací systémy jsou vnitřně kompenzovány. Pro některá speciální použití, jako jsou úzkopásmové zesilovací obvody, je možné zavést přídatnou vnější kmitočtovou kompenzaci. Vnitřní elektrické zapojení poloviny integrovaného obvodu βM381 , βM381A je na obr. 84.

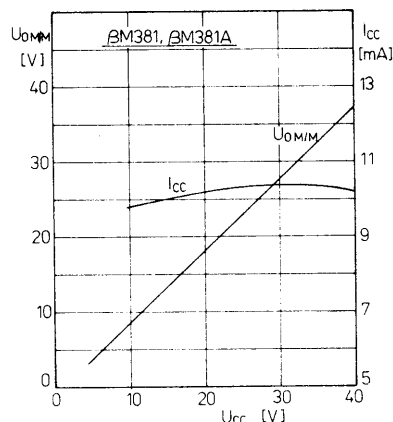
Obr. 84 Vnitřní elektrické zapojení poloviny obvodu βM381 , βM381A

Integrované obvody jsou v plastovém pouzdru DIL-14 s mezinárodním označením TO-116 s 2x sedmi vývody ve dvou řadách. Vzdálenost vývodů mezi sebou je 2,54 mm, vzdálenost řad vývodů je 7,62 mm. Zapojení vývodů je na obr. 85. Funkce vývodů: $+I_1$, $+I_2$ — neinvertující vstup systému 1, 2; $-I_1$, $-I_2$ — invertující vstup systému 1, 2; $+I_3$, $+I_4$ — invertující vývod spojovacích emitorů systému 1, 2; COMP f A₁, COMP f B₁ — vnější přídatná kmitočtová kompenzace systému 1; COMP f A₂, COMP f B₂ — vnější přídatná kmitočtová kompenzace systému 2; O₁, O₂ — výstup systému 1, 2.

Úplné elektrické údaje obvodů βM381 , βM381A jsou v tab. 22. Oba typy součástek jsou elektricky zcela



Obr. 85. Zapojení vývodů βM381 , βM381A

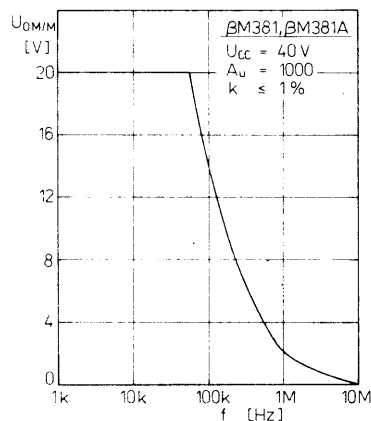


Obr. 86. Závislost rozkmitu výstupního napětí a napájecího proudu jednoho systému βM381 , βM381A na napájecím napětí

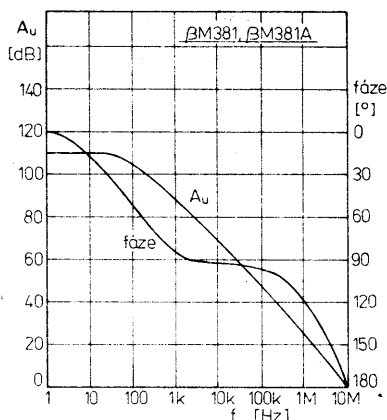
shodné s výjimkou ekvivalentního vstupního šumového efektivního napětí, které je zaručováno u βM381A max. 0,7 μV , u βM381 max. 1,0 μV . Obě součástky mají s ohledem na malý šum

a velké napěťové zesílení vynikající vlastnosti.

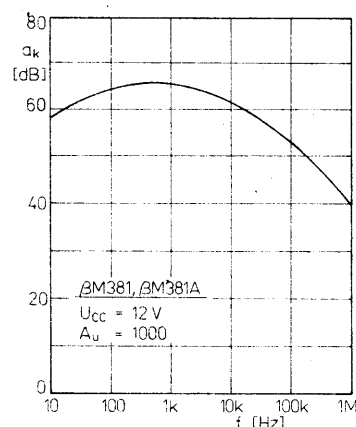
Integrované zesilovače βM381 , βM381A se napájejí napětím $U_{CC} = 9$ až 40 V. Vyznačují se velkým rozkmitem výstupního napětí, které může dosahovat mezivrcholově až $U_{CC} - 2 \text{ V}$. Při rozkmitu výstupního napětí 20 V a napájecím napětí 24 V je výkonová šířka přenášeného pásma 75 kHz. Šířka pás-



Obr. 87. Závislost rozkmitu výstupního napětí při zesílení 1000 na pracovním kmitočtu obvodů βM381 , βM381A

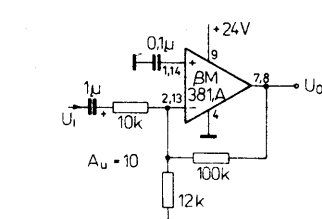


Obr. 88. Napěťový zisk a natočení fáze $\beta M381$, $\beta M381A$ v závislosti na pracovním kmitočtu

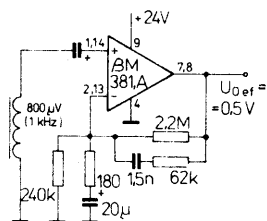


Obr. 89. Oddělení kanálů $\beta M381$, $\beta M381A$ v závislosti na pracovním kmitočtu při zesílení 1000

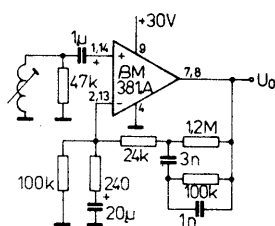
ma při jednotkovém zesílení zesilovače je typický 15 MHz. Z hlediska spolehlivosti provozu jsou výstupy zesilovačů chráněny před zkratem. Napájecí proud zesilovače, který je uváděn typicky 10 mA, se mění se změnou napájecího napětí velmi nepatrně — změna je až asi 0,4 mA.



Obr. 90. Typické zapojení $\beta M381$, $\beta M381A$ v nf zesilovači napětí s extrémně malým šumem a zesílením 10



Obr. 91. Typické zapojení vstupního snímacího zesilovače s $\beta M381$, $\beta M381A$ v magnetofonech



Obr. 92. Typické zapojení vstupního zesilovače s $\beta M381$, $\beta M381A$ v gramofonech s magnetickou přenoskou

Elektrické vlastnosti zesilovačů dále specifikují některé vybrané grafické závislosti. Na obr. 86 je závislost rozkmitu výstupního napětí a napájecího proudu zesilovače na napájecím napětí, na obr. 87 rozkmit výstupního napětí v závislosti na přenášeném kmitočtu. Napěťový zisk a natočení fáze zesilovačů v závislosti na pracovním kmitočtu ukazují křivky na obr. 88.

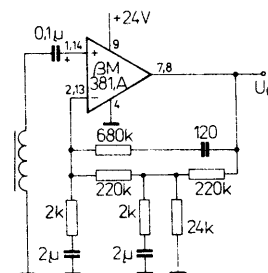
Závislost vzájemného oddělení obou kanálů integrovaného obvodu na přenášeném kmitočtu je na obr. 89.

Doporučená zapojení

Zapojení typického nízkofrekvenčního zesilovače s extrémně malým zkreslením (max. 0,05 %) s obvodem $\beta M381$, $\beta M381A$ je na obr. 90. Při napájecím napětí 24 V a zesílení 10 může odevzdat zesilovač výstupní efektivní napětí 3 V.

Popsané dvojitě zesilovače byly navrženy pro použití především ve snímácích zesilovačích cívkových magnetofonů třídy hifi. Typické zapojení snímacího zesilovače s korekčním obvodem je na obr. 91. Na obr. 92 je další zapojení dvoupólového snímacího rychlého předzesilovače s korekcí NAB pro cívkové i kazetové magnetofony.

Mimo popsaná zapojení se mohou obvody použít rovněž v předzesilovačích stupních gramofonů hifi s magnetickou přenoskou, typické zapojení je na obr. 93.



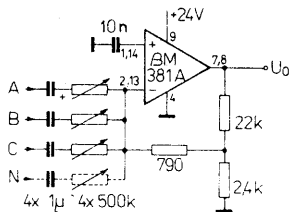
Obr. 93. Zapojení dvoupólového rychlého snímacího předzesilovače $\beta M381$, $\beta M381A$ s korekcí typu NAB v magnetofonech hifi

Velmi malý šum lze považovat při návrhu nízkofrekvenčních směřovacích zapojení za podstatnou přednost. Na obr. 94 je typické zapojení směšovače nízkofrekvenčních signálů se třemi nebo více kanály. Signály z jednotlivých kanálů se přivádějí na vstup zesilovače přes vstupní potenciometry. Na jejich

Tab. 22. Elektrické údaje $\beta M381$, $\beta M381A$

Mezní údaje:	
Napájecí napětí:	$U_{CC} \leq 40 \text{ V}$.
Ztrátový výkon celkový:	$P_{tot} \leq 500 \text{ mW}$.
Teplota přechodu:	$\theta_j \leq 125^\circ \text{C}$.
Rozsah provozních teplot okolí:	$\theta_a = -25 \text{ až } +70^\circ \text{C}$.
Rozsah skladovacích teplot:	$\theta_{sto} = -25 \text{ až } +125^\circ \text{C}$.
Tepelný odpor přechod — okolí:	$R_{thja} = 200 \text{ K/W}$.
Charakteristické údaje	
Platí při $\theta_a = 25^\circ \text{C}$, $+U_{CC} = 14 \text{ V}$, není-li uvedeno jinak.	
Napěťový zisk otevřené smyčky	
diferenční vstup, $f = 100 \text{ Hz}$:	$A_u = 160\,000 \text{ V/V}$.
jednoduchý vstup, $f = 100 \text{ Hz}$:	$A_u = 320\,000 \text{ V/V}$.
Napájecí proud obvodu	
$U_{CC} = 9 \text{ V}$ až 40 V , $R_L = \infty$:	$I_{CC} = 10 \text{ mA}$.
Vstupní odpor — kladný vstup:	$R_{i+} = 100 \text{ k}\Omega$.
Vstupní odpor — záporný vstup	
$\beta M381$:	$R_{i-} = 200 \text{ k}\Omega$.
$\beta M381A$:	$R_{i-} = 100 \text{ k}\Omega$.
Vstupní proud — záporný vstup:	$I_{i-} = 0,5 \mu\text{A}$.
Výstupní odpor (otevřená smyčka):	$R_o = 150 \Omega$.

Výstupní proud ze zdroje:	$I_o = 8 \text{ mA}$.
zmenšený:	$I_o = 2 \text{ mA}$.
Rozkmit výstupního napětí:	$U_{o \text{ m/m}} = U_{CC} - 2 \text{ V}$.
Šířka přenášeného pásma ($A_u = 1$):	$f_1 = 15 \text{ MHz}$.
Výkonová šířka pásma	
$U_{CC} = 24 \text{ V}$, $U_{o \text{ m/m}} = 20 \text{ V}$:	$f = 75 \text{ kHz}$.
Vstupní napětí efektivní, maximální, lineární provoz:	$U_{i \text{ ef}} \leq 300 \text{ mV}$.
Potlačení vlivu napájecího napětí, $f = 1 \text{ kHz}$:	$\text{SVR} = 120 \text{ dB}$.
Oddělení kanálů, $f = 1 \text{ kHz}$:	$a_k = 60 \text{ dB}$.
Celkové zkreslení harmonickými, $f = 1 \text{ kHz}$, $A_u = 60 \text{ dB}$:	$k = 0,1 \%$.
Celkový ekvivalentní šum, efektivní vstupní napětí	
$R_s = 600 \Omega$, $f = 10 \text{ Hz}$ až 10 kHz , $A_u = 1000$	
$\beta M381A$:	$U_{i \text{ ef}} = 0,5; \leq 1 \mu\text{V}$.
$\beta M381$:	$U_{i \text{ ef}} = 0,5; \leq 0,7 \mu\text{V}$.



Obr. 94. Zapojení nízkofrekvenčního směšovače zvuku s $\beta M381$, $\beta M381A$

provedení a kvalitě však závisí vlastní šumové podmínky zesilovače.

Integrované obvody $\beta M381$ a $\beta M381A$ jsou přesným analogem integrovaných obvodů firmy National Semiconductor typu LM381 a LM381A, od nichž se v ničem neliší.

Dvojitý nízkofrekvenční předzesilovač $\beta M387N$, $\beta M387AN$

Integrované obvody $\beta M387N$ a $\beta M387AN$ rumunské výroby podniku I.P.R.S. jsou upravenou, zjednodušenou verzí již popsaných obvodů $\beta M381$. Jsou to dva samostatné, zcela nezávislé nf zesilovače na společné křemíkové podložce. Výjimku tvoří příklady napájecího napětí a „země“, které jsou společné pro oba systémy. Hlavní použití obvodů je v nízkofrekvenčních zesilovačích, pracujících s malým signálem, neboť obvody se vyznačují velmi malým šumem.

Vnitřní elektrické zapojení obou obvodů je na obr. 95. Každý z obou zesilovačů je vnitřně kompenzován kondenzátorem C pro provoz se zesílením větším než 10. Oba systémy jsou opatřeny regulátorem potlačení vlivu napájecího napětí na vlastnosti zesilovače. Kanálové zesilovače jsou konstruovány tak, aby oddělení kanálů (přeslechy) bylo větší než 40 dB, typická velikost se uvádí 60 dB.

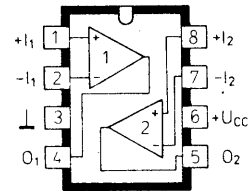
Oba typy obvodů se liší pouze ve dvou parametrech: Typ $\beta M387N$ se může provozovat s napájecím napětím max. 30 V, $\beta M387AN$ s napětím max. 40 V, druhý rozdíl spočívá v šumových vlastnostech. U $\beta M387AN$ je zaručováno vstupní šumové napětí 0,65 μV , max. 0,9 μV , u typu $\beta M387N$ jen o málo větší 0,8 μV , max. 1,2 μV . Od obvodů $\beta M381$ se odlišují popisované zesilovače tím, že oba systémy nemají vyvedeny vývody pro přídavnou vnější kmitočtovou kompenzaci. Proto jsou tyto součástky v menším plastovém pouzdru.

Integrované obvody $\beta M387N$, $\beta M387AN$ jsou v krátkém plastovém pouzdru DIL-8 mezinárodního typu MP48 s 2x čtyřmi vývody ve dvou řadách s roztečí 2,54 mm a odstupem řad 7,62 mm. Zapojení vývodů je na obr. 96. Funkce vývodů: $+I_1$, $+I_2$ — neinvertující vstup systému 1, 2; $-I_1$, $-I_2$ — invertující vstup systému 1, 2; O_1 , O_2 — výstup systému 1, 2.

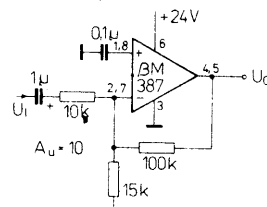
Elektrické údaje obvodů jsou v tab. 23. Z ní jsou zřejmé velmi výhodné vlastnosti (velmi malý šum a velké zesílení). Obvody $\beta M387AN$ jsou v podstatě vybrané součástky ze základní vyráběné řady jak co do velikosti vstupního šumového napětí, tak na možnost provozu s větším napájecím napětím do 40 V. Většina elektrických údajů je u obou typů shodná, nebo se jen nepatrně odlišuje. Proto i grafické závislosti napájecího proudu, rozkmitu výstupního napětí v závislosti na napájecím napětí a na provozním kmitočtu (obr. 86, 87.), rovněž závislost oddělení kanálů (obr. 89) a napěťové zesílení (obr. 88) obvodů $\beta M381$ platí rovněž pro typy $\beta M387N$, $\beta M387AN$.

Doporučená zapojení

Základní zapojení invertujícího nf zesilovače s extrémně malým zkreslením a šumem je na obr. 97. Použité



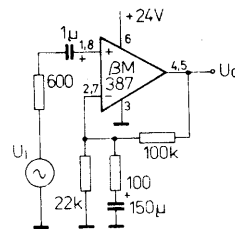
Obr. 96. Zapojení vývodů $\beta M387N$, $\beta M387AN$



Obr. 97. Zapojení nf zesilovače s $\beta M387N$, $\beta M387AN$ s extrémně malým šumem

součástky byly zvoleny tak, aby nejmenší zesílení bylo 10. Šum zesilovače silně ovlivňuje kvalita použitých pasivních součástek, jejichž výběru se musí věnovat mimořádná pozornost.

Zapojení neinvertujícího zesilovače s plochým průběhem zesílení 1000 je na obr. 98. Na obr. 99 je zapojení předzesilovače s korekcí NAB pro snímání



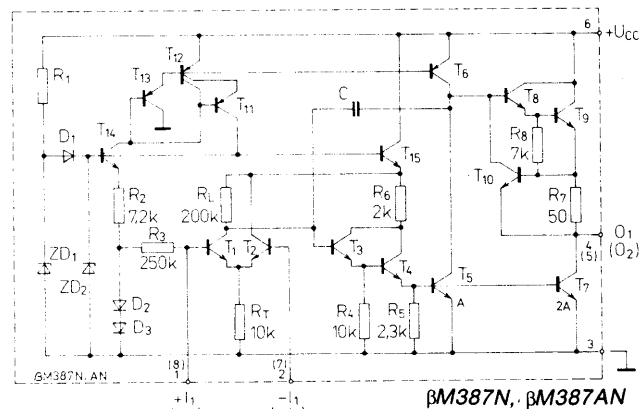
Obr. 98. Nízkofrekvenční předzesilovač se zesílením 1000 s obvodem $\beta M387N$, $\beta M387AN$

Tab. 23. Elektrické údaje $\beta M387N$, $\beta M387AN$

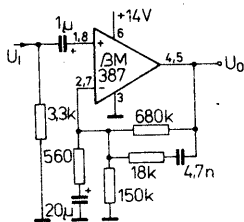
Mezní údaje	
Napájecí napětí	
$\beta M387N$:	$U_{CC} \leq 30 V$.
$\beta M387AN$:	$U_{CC} \leq 40 V$.
Ztrátový výkon celkový:	$P_{tot} \leq 300 mW$.
Teplota přechodu:	$\theta_1 \leq 125 ^\circ C$.
Rozsah provozních teplot okolí:	$\theta_a = -25 \text{ až } +70 ^\circ C$.
Rozsah skladovacích teplot:	$\theta_{stg} = -25 \text{ až } +125 ^\circ C$.
Tepelný odpor přechod okolí:	$R_{thja} = 250 K/W$.
Charakteristické údaje	
Platí při $\theta_a = 25 ^\circ C$, $+U_{CC} = 14 V$, není-li uvedeno jinak.	
Napěťové zesílení otevřené smyčky, $f = 100 Hz$:	$A_u = 160 000$.
Napájecí proud obvodu, $+U_{CC} = 9 V$ až $30 V$, $R_L = \infty$, $\beta M387N$:	$I_{CC} = 10 mA$.
$+U_{CC} = 9 V$ až $40 V$, $R_L = \infty$, $\beta M387AN$:	$I_{CC} = 10 mA$.
Vstupní odpor — kladný vstup:	$R_{i+} = 100; \approx 50 k\Omega$.
Vstupní odpor — záporný vstup:	$R_{i-} = 200 k\Omega$.
Vstupní odpor — záporný vstup:	$I_{IB} = 0,5; \leq 3,1 \mu A$.
Výstupní proud (otevřená smyčka):	$R_O = 150 \Omega$.
Výstupní proud ze zdroje:	$I_O = 8 mA$.
zmenšený:	$I_O = 2 mA$.
Rozkmit výstupního napětí:	$U_{O M/M} = U_{CC} - 2 V$.
Šířka přenášeného pásma, $A_u = 1$:	$f_1 = 15 MHz$.
Výkonová šířka pásma, $U_{CC} = 24 V$, $U_{O M/M} = 20 V$:	$f = 75 MHz$.
Vstupní napětí efektivní, maximální lineární provoz:	$U_{i ef} \leq 300 mV$.

Potlačení vlivu napájecího napětí, $f = 1 kHz$:
Oddělení kanálů, $f = 1 kHz$:
Celkové zkreslení harmonickými, $f = 1 kHz$, $A_u = 60 dB$:
Celkový ekvivalentní vstupní šum, efektivní šumové napětí, $R_s = 600 \Omega$, $f = 10 Hz$ až $10 kHz$, $A_u = 1000$:

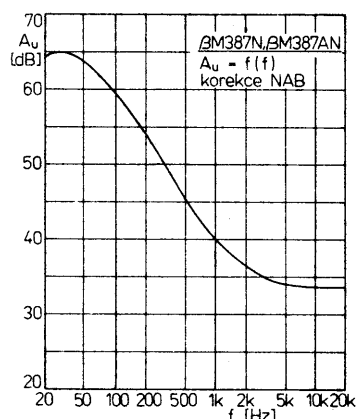
SVR = 110 dB.
 $a_k = 60; \geq 40 dB$.
 $k = 0,1; \leq 0,5 \%$.
 $U_{iN ef} = 0,8; \leq 1,2 \mu V$.



Obr. 95. Vnitřní elektrické zapojení poloviny obvodu



Obr. 99. Zapojení nf předzesilovače s obvodem $\beta M387N$, $\beta M387AN$ a korekcí typu NAB pro snímání zápisu v magnetofonech

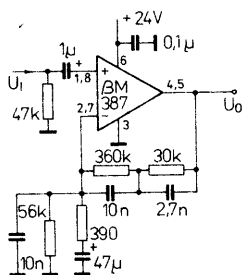


Obr. 100. Kmitočtové vlastnosti nf předzesilovače podle obr. 99 s korekcí NAB

záznamu z magnetofonového páska v magnetofonech třídy hifi a v zařízeních pro pořizování a snímání playbacových záznamů. Kmitočtové vlastnosti tohoto zesilovače v provozu „playback“ znázorňuje graficky obr. 100.

Po změně vývodů (vzhledem k odlišnému pouzdru) se může použít zapojení podle obr. 93 k sestavení dvoupólových rychlých spínacích předzesilovačů pro snímání záznamu z magnetofonového páska v kazetových a cívkových magnetofonech.

Typické zapojení předzesilovače pro snímání záznamu magnetodynamickou přenoskou v gramofonech třídy hifi je na obr. 101.



Obr. 101. Zapojení předzesilovače s obvodem $\beta M387N$, $\beta M387AN$ pro zesilování napětí z magnetické přenosky v gramofonech

Integrované obvody $\beta M387N$ a $\beta M387AN$ jsou přesnou mechanickou i elektrickou obdobou součástek LM387N a LM387AN amerických výrobců National Semiconductor a Signetics. Mezi součástkami ostatních výrobců polovodičových součástek zemí RVHP nemají žádnou obdobu.

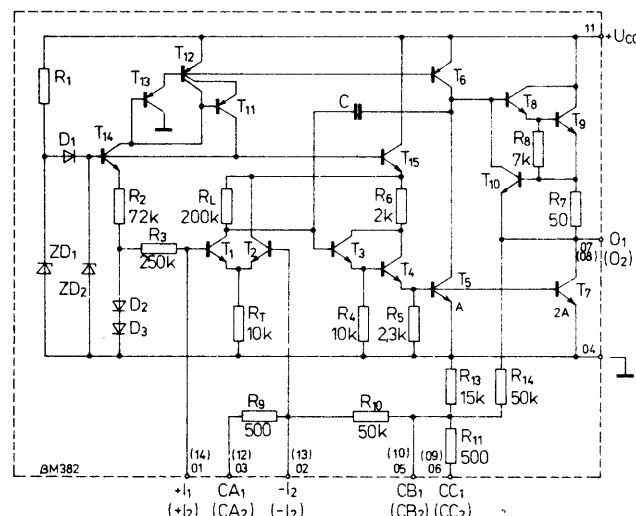
Dvojitý nízkofrekvenční předzesilovač $\beta M382$

Integrovaný obvod $\beta M382$ z výroby rumunského podniku I.P.R.S. je dvojitý nf zesilovač pro nízkofrekvenční předzesilovače napětí, pracující s malým signálem, od nichž se vyžadují optimální šumové vlastnosti. Každý z obou zesilovačů, které jsou vyrobeny na společné křemíkové podložce, je úplně nezávislý, je vybaven vnitřním regulátorem potlačení vlivu změn napájecího napětí na vlastnosti zesilovače. Společný je pouze vývod pro přivádění napájecího napětí a zemnicí vývod. Oba zesilovací systémy jsou elektricky totožné. Vyznačují se velkým napětovým ziskem 100 dB a velkou šířkou přenášeného kmitočtového pásma 75 kHz při rozkmitu výstupního napětí 20 V. Obvod se napájí kladným napětím v širokém rozsahu od 9 do 40 V.

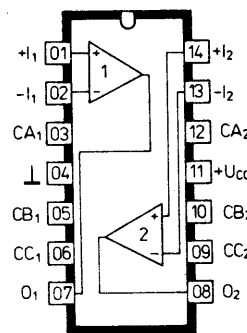
Vnitřní elektrické zapojení jedné poloviny obvodu je na obr. 102. Zvláštností tohoto obvodu je rezistorová matice, připojená mezi invertujícím vstupem a výstupem, která slouží k jednoduché volbě různých napětových zisků uzavřené smyčky a kmitočtových přenosových vlastností, jako je např. upravená plochá charakteristika, popř. korekce podle systému NAB nebo RIAA. Oba systémy jsou vybaveny vnitřní kmitočtovou kompenzací kondenzátorem C. Výstupy zesilovačů jsou chráněny proti zkratům. Provedení zesilovače zaručuje dobré vzájemné oddělení obou kanálů (typický přeslech je 60 dB, min. 40 dB) a potlačení vlivu změn napájecího napětí na vlastnosti zesilovače typicky 120 dB.

Integrované obvody $\beta M382$ jsou v plastovém pouzdru DIL-14 typu TO-116 s 2x sedmi vývody ve dvou řadách. Rozteč vývodů je 2,54 mm, odstup řad vývodů 7,62 mm. Zapojení vývodů je na obr. 103. **Funkce vývodů:** $+I_1$, $+I_2$ — neinvertující vstup systému 1, 2; $-I_1$, $-I_2$ — invertující vstup systému 1, 2; CA_1 , CA_2 , CB_1 , CB_2 , CC_1 , CC_2 — vývody pro řízení zisku systému 1, 2; O_1 , O_2 — výstup systému 1, 2.

Elektrické údaje v tab. 24 jsou velmi podobné údajům základního provedení zesilovače $\beta M381$, od něhož se odlišují připojením rezistorové matice, která je vyrobena monolitickou bipolární technologií na společném křemíkovém čipu.



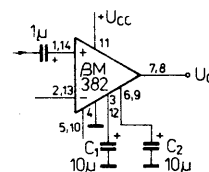
Obr. 102. Vnitřní elektrické zapojení poloviny obvodu $\beta M382$



Obr. 103. Zapojení vývodů obvodu $\beta M382$

Doporučená zapojení

Typické zapojení nízkofrekvenčního zesilovače s obvodem $\beta M382$ je na obr. 104. Napětový zisk zesilovače lze pevně určit připojením kondenzátoru C_1

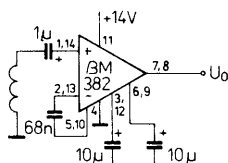


Obr. 104. Typické zapojení nf předzesilovače s pevným zesílením s obvodem $\beta M382$, které je dáno použitými kondenzátory C_1 a C_2

s kapacitou 10 μF k vývodu 06 u systému 1, popř. 09 u systému 2, a dalšího kondenzátoru C_2 k vývodu 03, popř. 12. Použije-li se pouze jeden kondenzátor C_1 (vývod 03, popř. 12 zůstává volný), má zesilovač pevně nastavený zisk 40 dB. Použije-li se pouze kondenzátor C_2 (vývod 06, popř. 09 zůstává volný), zvětší se pevně nastavený zisk na 55 dB. Oba kondenzátory připojené na určených místech (podle zapojení na obrázku) zajišťují pevný napětový zisk 80 dB. Zisk zesilovače se může nastavovat ručně vhodnými přepínači, nebo se může podle potřeby programovat a přepínat elektronickými přepínači po stupních 40 dB, 55 dB a 80 dB. Přenosová charakteristika zesilovačů je rovná prakticky až do 75 kHz, kdy se při zvyšujícím se kmitočtu zmenšuje výstupní napětí.

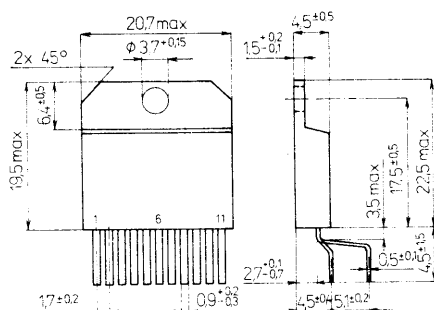
Na obr. 105 je zapojení předzesilovače s obvodem $\beta M382$ a korekcí typu NAB pro snímání z magnetofonového

Mezní údaje	
<i>Napájecí napětí:</i>	$U_{CC} \leq 40 \text{ V.}$
<i>Ztrátový výkon celkový:</i>	$P_{\text{tot}} \leq 500 \text{ mW.}$
<i>Teplota přechodu:</i>	$\vartheta_j \leq 125 \text{ }^{\circ}\text{C.}$
<i>Rozsah provozních teplot okolí:</i>	$\vartheta_a = -25 \text{ až } +70 \text{ }^{\circ}\text{C.}$
<i>Rozsah skladovacích teplot:</i>	$\vartheta_{\text{stg}} = -25 \text{ až } +125 \text{ }^{\circ}\text{C.}$
<i>Teplotný odpor přechod—okolí:</i>	$R_{\text{thja}} = 200 \text{ K/W.}$
Charakteristické údaje	
Platí při $\vartheta_a = 25 \text{ }^{\circ}\text{C}$, $+U_{CC} = 14 \text{ V}$, není-li uvedeno jinak	
<i>Napěťový zisk otevřené smyčky,</i> $f = 100 \text{ Hz:}$	$A_u = 100\,000.$
<i>Napájecí proud obvodu,</i> $U_{CC} = 9 \text{ V až } 40 \text{ V, } R_L = \infty:$	$I_{CC} = 10; \leq 16 \text{ mA.}$
<i>Vstupní odpor — kladný vstup:</i>	$R_{i+} = 100 \text{ k}\Omega.$
<i>Vstupní odpor — záporný vstup:</i>	$R_{i-} = 200 \text{ k}\Omega.$
<i>Vstupní proud — záporný vstup:</i>	$I_{IB} = 0,5 \text{ }\mu\text{A.}$
<i>Výstupní odpor (otevřená smyčka):</i>	$R_O = 150 \text{ }\Omega.$

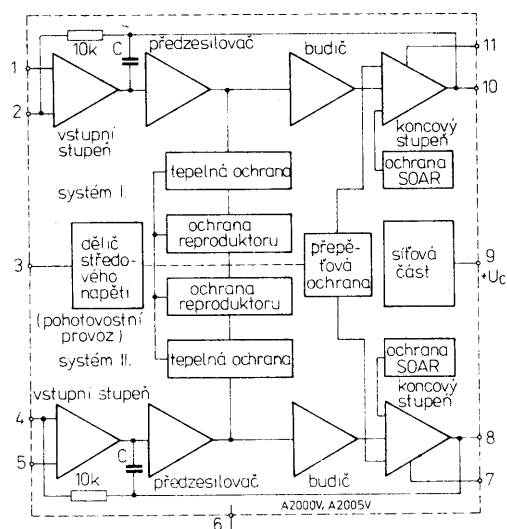


pásku. Zapojení se vyznačuje nepatrným zkreslením 0,1 %, které se nemění v kmitočtovém rozsahu od 10 Hz do 5 kHz při zisku 40 dB. Při nastaveném zisku 60 dB se zkreslení zvětší na 0,17 % na kmitočtu 5 Hz.

Integrovaný obvod β M382 vyniká velmi dobrými šumovými vlastnostmi potřebnými právě pro konstrukce vstupních předzesilovačů s velmi malým



Výstupní napětí:
Výstupní proud ze zdroje:
zmenšený:
Rozkmit výstupního napětí,
 $R_L = 10 \text{ k}\Omega$:
Šířka přenášeného pásma,
 $A_u = 1$:
Výkonová šířka pásma
 $U_{CC} = 24 \text{ V}$, $U_{O \text{ M/M}} = 20 \text{ V}$:
Vstupní napětí efektivní, maximální
lineární provoz:
Potlačení vlivu napájecího napětí
 $f = 1 \text{ kHz}$:
Oddělení kanálů, $f = 1 \text{ kHz}$:
Celkové zkreslení harmonickými,
 $f = 1 \text{ kHz}$, $A_u = 60 \text{ dB}$:
Celkový ekvivalentní vstupní šum,
efektivní napětí,
 $R_S = 600 \Omega$, $f = 10 \text{ Hz}$ až 10 kHz ,
 $A_u = 1000$:
 $U_{O0} = 6 \text{ V}$,
 $I_{O0} = 8 \text{ mA}$,
 $I_{O0} = 2 \text{ mA}$.
 $U_{O \text{ M/M}} = U_{CC} - 2 \text{ V}$.
 $f_1 = 15 \text{ MHz}$.
 $f = 75 \text{ MHz}$.
 $U_{I \text{ ef}} \leq 300 \text{ mV}$.
 $\text{SVR} = 120 \text{ dB}$.
 $a_k = 60$; $\geq 40 \text{ dB}$.
 $k = 0,1$; $\geq 0,3 \%$.
 $U_{I \text{ ef}} = 0,8$; $\leq 1,2 \mu\text{V}$.



Integrovaný obvod β M382 je plnou elektrickou mechanickou obdobou součástky LM382 výrobce National Semiconductor i mechanickou obdobou

Integrované zesilovače nízkého výkonu podléhají stále novému vývoji podle potřeb výrobců přístrojů spotřební elektroniky. Dalšími ze známých a oblíbených zesilovačů z výroby podniku VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder, NDR, jsou dvojité nízkofrekvenční zesilovače výkonu se ztrátovým výkonem celkovým max. 30 W, označené typovým znakem A2000V, A2005V. Zesilovače jsou vhodné pro osazování stereofonních zesilovačů v autopřijímačích, popř. přenosných radiomagnetofonech s napájením ze sítě a baterií apod. Vhodné jsou i pro některá průmyslová použití.

obou typů zesilovačů je široký dovolený rozsah přípustného napájecího napětí od 4 do 18 V. Dvojčinný koncový stupeň, pracující ve třídě B s těmito obvody, může dodávat značné výstupní vrcholové proudy v závislosti na použitém napájecím napětí při bezvadné funkci obvodů (tab. 25).

Oba integrované obvody A2000V, A2005V se dodávají v plastovém pouzdru typu multiwatt s jedenácti jednostranně vyvedenými vývody v provedení V, které je určeno pro vertikální montáž na desku s plošnými spoji. Vnější provedení a všechny hlavní rozměry pouzdra jsou na obr. 107. Z hlediska montáže je pouzdro multiwatt velmi výhodné, neboť nevyžaduje speciálních montážních příchytkek a přitom zaručuje mimořádně malý tepelný odpor. Mezní údaje parametrů obou typů integrovaných zesilovačů jsou stejné. Pro použití v můstkových zapojeních se vybírají obvody s některými stejnými vlastnostmi. Vybrané obvody jsou označeny upraveným typovým znakem A2000Vm, A2005Vm.

Funkce vývodů: 1 – vstup 1, 2 – vstup zpětné vazby 1, 3 – dělič středového napětí (vypnutý), 4 – vstup zpětné vazby 2, 5 – vstup 2, 6 – zemnicí bod, 7 – zpětná vazba bootstrap 2, 8 – výstup 2, 9 – připojení kladného napájecího napětí, 10 – výstup 1, 11 – zpětná vazba bootstrap 1.

Tab. 25. Elektrické údaje A2000V, A2005V

Mezní údaje	
Napájecí napětí:	$U_{CC} \leq 28 \text{ V}$.
Rozsah provozního napájecího napětí:	$U_{CC} = 4 \text{ až } 18 \text{ V}$.
Výstupní proud vrcholový, omezený uvnitř obvodu A2000V:	$I_{BM}, I_{10M} \leq 2,5 \text{ A}$,
A2005V:	$I_{BM}, I_{10M} \leq 3,5 \text{ A}$.
Ztrátový výkon celkový $\theta_a \leq 60^\circ\text{C}$:	$P_{tot} \leq 30 \text{ W}$.
Rozsah provozních teplot okolí:	$\theta_a = -25 \text{ až } +70^\circ\text{C}$.
Vnitřní tepelný odpor:	$R_{thja} \leq 3 \text{ K/W}$.
Charakteristické údaje	
Platí v zapojení stereofonního zesilovače, $U_{CC} = 14,4 \text{ V}$, $R_L = 4 \Omega$, $f = 1 \text{ kHz}$, zisk 40 dB.	
Klidový proud A2000V:	$I_{CC} = 30; \leq 40 \text{ mA}$,
A2005V:	$I_{CC} = 75; \leq 115 \text{ mA}$.
Klidový proud bez vybudění $U_i = 0 \text{ V}$:	$I_{CC0} = 3,5 \text{ mA}$.
Výstupní napětí střední:	$U_o = 7,2; 6,6 \text{ až } 7,8 \text{ V}$.
Rozdíl výstupního napětí středního A2000Vm, A2005Vm typ 8 až 10:	$U_o \leq 150 \text{ mV}$.
Výstupní výkon ($k = 10 \%$) A2000V:	$P_o = 6,25; \geq 6 \text{ W}$,
A2005V:	$P_o = 6,5; \geq 6 \text{ W}$,
A2000V, $U_{CC} = 9 \text{ V}$, $R_L = 2 \Omega$:	$P_o = 3,75; \geq 2,8 \text{ W}$,
A2005V, $U_{CC} = 14,4 \text{ V}$, $R_L = 2 \Omega$:	$P_o = 10,6; \geq 9,0 \text{ W}$.
Zkreslení ($P_o = 50 \text{ mW}$) A2000V:	$k = 0,25; \leq 1 \%$,
A2005V:	$k = 0,15; \leq 1 \%$,

A2000V, $U_{CC} = 9 \text{ V}$, $R_L = 2 \Omega$:	$k = 0,33; \leq 1 \%$,
A2005V, $U_{CC} = 14,4 \text{ V}$, $R_L = 2 \Omega$:	$k = 0,22; \leq 1 \%$.
Zisk naprázdno:	$A_{uo} = 84 \text{ dB}$.
Vstupní odpor — vývod 1, příp. 5 A2000V:	$R_{i1}, R_{i5} = 180; \geq 70 \text{ k}\Omega$,
A2005V:	$R_{i1}, R_{i5} = 150; \geq 70 \text{ k}\Omega$.
Vstupní odpor — vývod 2, příp. 4:	$R_{i2}, R_{i4} = 10 \text{ k}\Omega$.
Mezní kmitočet dolní, $f_d = -3 \text{ dB}$:	$f_d = 40; \leq 50 \text{ Hz}$,
horní, $f_h = -3 \text{ dB}$:	$f_h = 85; \geq 20 \text{ kHz}$.
Přeslech mezi kanály $U_o = 4 \text{ V}$, $R_G = 10 \text{ k}\Omega$:	$a = 50 \text{ dB}$.
Vstupní šumové napětí $R_G = 10 \text{ k}\Omega$, $BW = 20 \text{ Hz až } 20 \text{ kHz}$:	$U_{in} = 3,0 \mu\text{V}$.
Potlačení bručivého napětí $U_{CC \text{ mod}} = 0,5 \text{ V}$, $f = 100 \text{ Hz}$, $R_G = 10 \text{ k}\Omega$:	SVR = 50 dB,
A2000V:	SVR = 47 dB.
A2005V:	
Nasazení tepelné ochrany, $P_o = 6 \text{ W}$ A2000V:	$t_{OCHR} = 145^\circ\text{C}$,
A2005V:	$t_{OCHR} = 150^\circ\text{C}$.
Nasazení přepětové ochrany A2000V:	$U_{OCHR} = 20,6 \text{ V}$,
A2005V:	$U_{OCHR} = 20,4 \text{ V}$.
Stereofonní můstkový zesilovač:	
Výstupní výkon A2000V, $U_{CC} = 10,5 \text{ V}$, $k = 10 \%$:	$P_o = 10,9 \text{ VA}$,
A2000V, $U_{CC} = 12,0 \text{ V}$, $K = 1010 \%$:	$P_o = 14,5 \text{ VA}$,
A2005V, $U_{CC} = 14,4 \text{ V}$, $k = 10 \%$:	$P_o = 21,3 \text{ VA}$.

Funkční skupinové zapojení obou typů integrovaných zesilovačů je v podstatě shodné a je na obr. 108. Nízkofrekvenční signál, přivedený na vstupy obvodu, prochází vstupní částí, předzesilovačem, budícím a koncovým stupněm na výstup obvodu. Na různých místech systému integrovaného obvodu jsou umístěny ochranné obvody, které chrání součástku v provozu před zničením nadměrným oteplením, přepětím a zkratem na výstupu. Systém zesilovače je vybaven automatickým řízením pracovního provozu ve spolehlivé oblasti, SOAR, které je známé u moderních typů křemíkových výkonových tranzistorů.

Na vstupu integrovaného obvodu je použit tranzistor n-p-n v emitorovém zapojení. Báze tranzistoru má stejnosměrné předpětí asi $2U_{BE}$ (tj. 1,3 V). U systému 1 je báze vyvedena na vývod 1, u systému 2 na vývod 5. Výstupní zakončovací rezistor, který se musí u jiných typů integrovaných zesilovačů použít jako vnější součástka, je u popisovaných obvodů integrován na společném čipu jako rezistor PINCH s odporem 220 k Ω . Použití uspořádání má přednost v menším šumu, zvláště pak v menším ekvivalentním šumovém proudu a šumovém napětí. Navíc přispívá k lepšímu spínacímu vlastnostem tranzistoru.

Nevýhodou popsaného nesymetrického vstupu je tepelná zpětná vazba pro signály nízkých kmitočtů z výstupu na vstup. Proto je stanoven klidový proud vstupního stupně na 15 μA , což tvoří dobrý kompromis mezi šumem, nastaveným zesílením, šířkou pásma a rychlostí přeběhu. Vstupní stupeň a předzesilovač mají hlavní podíl na velkém napětovém zesílení naprázdno, které je větší než 80 dB. Zpětná vazba mezi předzesilovači v horním kmitočtovém rozsahu je vytvořena integrova-

ným kondenzátorem C. Proto není nutné zavádět vnější kmitočtovou kompenzaci. Zesílení je dáno stupněm zpětné vazby, která působí přes zpětnovazební vývod 2, popříp. 4 kapacitní vazbou z vnějšího napětového děliče zpětné vazby, který je připojen k výstupu (vývod 10, popříp. 8) vůči zemi. Stejnoseměrné napětí na zpětnovazební vývodu 2 je dáno napětím báze U_{BE} (asi 0,65 V). Vnější dělič zpětnovazebního napětí je tvořen rezistory R_1 (1,2 k Ω), R_2 (10 Ω). Mezi vývody 2 a 10 (popříp. 4 a 8) je zapojen integrovaný zpětnovazební rezistor s odporem asi 10 k Ω .

Konstrukce budícího stupně dovoluje zavést vazbu typu „bootstrap“ na vývodu 11, popříp. 7. Vazební rezistory bootstrap mají odpor 75 Ω a jsou integrovány na čipu zesilovače. Vně připojeným kondenzátorem pak lze dosáhnout toho, že se přes budící stupeň zmenší saturační napětí „horního“ tranzistoru koncového stupně.

Dvojčinné koncové stupně třídy B jsou určeny pro zatěžování různě velkými vrcholovými výstupními proudy, které u zesilovačů A2000V mohou být až 2,5 A, u A2005V až 3,5 A při velmi malých saturačních napětích. Napětí, určující výstupní výkon, je poněkud menší než použité napájecí napětí. Při provozu bez zpětné vazby bootstrap se musejí vývody 11 a 7 připojit na napájecí napětí. Rezistor 120 k Ω mezi vývody 3 a 9, který slouží k opravě středového napětí, pak odpadá. Je-li přesně nastaven klidový proud koncového stupně na 5 mA u typu A2000V, popříp. 20 mA u typu A2005V, neprojeví se žádné zkreslení ani v oblasti dolního kritického rozsahu vybudění.

Oba popisované zesilovače jsou vybaveny ochrannými zapojeními, která slouží výhradně k ochraně a spolehlivému chodu integrovaných obvodů. Proto konstruktér nemůže uplatňovat zásadu, že při návrhu jiných funkčních částí přístroje může šetřit na úkor použitých zesilovačů A2000V či A2005V.

Tepelná ochrana je založena na využití tepelného senzoru — tranzistoru, který je umístěn v nejteplejším bodě čipu, tj. přímo na výstupním tranzistoru. V klidovém stavu je tranzistor nastaven na napětí báze-emitor 400 mV. Jestliže se zvýší teplota až na +150 $^\circ\text{C}$, nastaví se při -2 mV/K pracovní bod tak, aby se uvedl senzorový tranzistor do vodičového stavu a obdobně se zmenší i přiváděný budící výkon.

Přepětová ochrana je zaměřena především proti vlivu napětových špiček, které vznikají při provozu automobilu. Tyto napětové impulsy se zpravidla vyhlazují dolní propustí LC, kterou je vybaven každý autopřijímač moderní konstrukce. Zapojení přepětové ochrany začíná pracovat při napájecím napětí větším než 18 V. Budící stupeň se přitom odpojuje a chrání se horní tranzistor koncového stupně. Během tohoto postupu přechází napětí kolektor-báze z U_{CE0} do U_{CER} .

V důsledku zapojení reproduktoru vůči zemi vyžaduje se ochrana typu SOAR pouze pro horní tranzistor koncového stupně (neboť je namáhán nejvíce). Ochrana začíná pracovat, jakmile vybudění dosáhne a přesáhne hyperbolu ztrátového výkonu. Uvedeným postupem se soustavně řídí napětí tranzistoru pro dosažení optimálního výstupního výkonu. Čím je napětí větší, o to menší musí být proud kolektoru. Nasadí-li činnost ochrany SOAR, analogicky se zmenšuje buzení koncového stupně.

Ochrana proti zkratu na výstupu začíná svou činnost, nastane-li stejnosměrný zkrat na výstupu 10 nebo 8 vůči zemi. Po odstranění zkratu je obvod opět schopen plnit svou funkci, což nastává samočinně. Výstupy 10, popříp. 8 se ovšem nesmí zkratovat vůči napájecímu napětí. Tento druh zkratu přivodí naprosté zničení integrovaného obvodu!

Síťová část využívá jako zdroje referenčního napětí zdroj typu band-gap, což umožňuje používat obvod až na dolní hranici napájecího napětí 4 V.

Zmenšení spotřeby klidového proudu je výsledkem připojení napěťového děliče zpětné vazby za vazební kondenzátor.

Rezistor 120 kΩ mezi vývody 3 a 9 slouží ke korekci středového napětí výstupu při provozu s vazbou bootstrap. Zapojení je navrženo tak, aby uvedené středové napětí při provozu bez vazby bootstrap dovolilo symetrické vybuzení. K maximálnímu vybuzení při napájecím napětí menším než 6 V se musí zmenšit odpor rezistoru 120 kΩ mezi vývody 3 a 9. Připojí-li se vývod 3 na zemní potenciál, bude sledovat středové výstupní napětí tento zemní potenciál a obvod postupně zmenší „zvukový“ výkon a „oněmí“. Současně s tím se podstatně zmenší klidový proud. V přechodové oblasti „oněmění“ způsobí elektronický přepínač malé spínací lupnutí.

Příklady zapojení

V dalších odstavcích si popíšeme několik praktických příkladů zapojení integrovaných obvodů A2000V a A2005V. Dva elektricky stejné nízkofrekvenční zesilovače výkonu na společném čipu obvodu se používají především ve stereofonních zesilovačích, ale rovněž jako monofonní zesilovače v můstkovém zapojení. Součástky, které jsou vhodnější pro můstkové než zesilovače výkonu jsou v typovém znaku doplněny písmenem m — tedy A2000Vm a A2005Vm.

Stereofonní zapojení

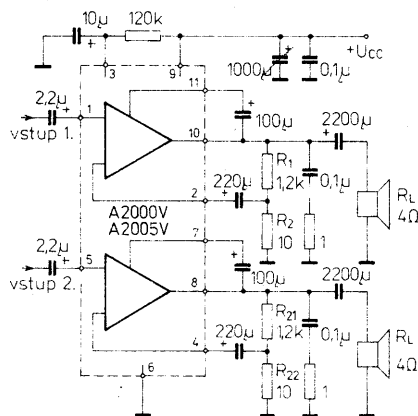
Typické zapojení stereofonního zesilovače je na obr. 109. K provozu integrovaného obvodu je zapotřebí jen několik vnějších součástek. Rezistory R_1 , R_2 a kondenzátor C_2 tvoří obvod zpětné vazby, kterou lze zmenšit napěťový zisk naprázdno z 80 dB a více na potřebnou velikost. Při přesném nastavování zesílení se musí brát v úvahu vnitřní zpětnovazební rezistor R_{GK} s odporem asi 10 kΩ. Proto platí základní vztah

$$A_c = 1 + [(R_{GK}R_1)/(R_{GK} + R_1)]/R_2.$$

Po zjednodušení bude platit

$$A_c = 1 + (R_1/R_2).$$

Způsob zapojení vstupního stupně omezi vstupní napětí na 250 mV, což má za následek, že lze zisk nastavit pouze v rozsahu 24 dB až 52 dB. Z důvodu dostatečné stability by měl mít dělič napěťové zpětné vazby malou



Obr. 109. Typické zapojení stereofonního zesilovače s obvodem A2000V, A2005V

impedanci a měl by být zemněn zásadně ve společném zemnicím bodě vstupu. Kondenzátor C_1 slouží k oddělení stejnosměrného napětí mezi výstupem předzesilovacího stupně a vstupy integrovaného obvodu A2000V, A2005V.

Baucherotův člen, který se skládá ze sériově zapojeného kondenzátoru 0,1 μF a rezistoru 1 Ω, slouží k zamezení zakmitávání dvojitinného koncového stupně třídy B při vyšších kmitočtech. Uvedený člen se doporučuje zemnit v zemnicím bodě vývodu v místě mezi záporným pólem napájecího napětí a vývodem 6. Dolní mezní kmitočet je dán kapacitou použitého vazebního elektrolytického kondenzátoru a zatěžovacím odporem. Horní mezní přenášený kmitočet je vnitřně kompenzován a může se měnit v závislosti na zisku:

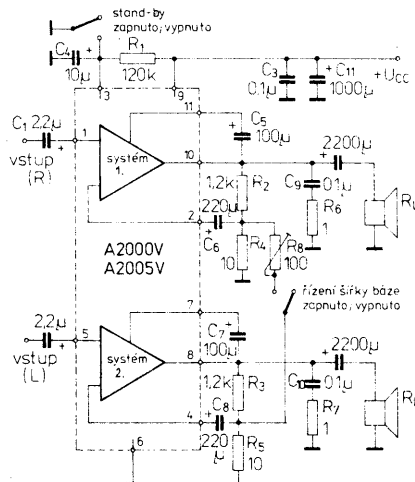
$$A_U = 52 \text{ dB při kmitočtu } 30 \text{ kHz,}$$

$$A_U = 24 \text{ dB při kmitočtu } 280 \text{ kHz,}$$

což znamená, že je vždy mnohem vyšší než 20 kHz.

Vstupní a výstupní zemnicí body se musejí připojit na zemnicí potenciál integrovaného obvodu (vývod 6) odděleně. Případné zakmitávání v f lze potlačit kondenzátorem 220 pF, připojeným mezi vývod 1, popříp. 5 a „vstupní“ zem. Případné zapojení v tzv. provozní připravenosti (stand-by) stereofonního zesilovače s obvodem A2000V, A2005V je možné pouze v případě, bude-li vývod 3 spojen se zemí.

Stereofonní zesilovač s řízením šířky pásma je na obr. 110. Navržené zapojení zesilovače s odpojováním řízení šířky

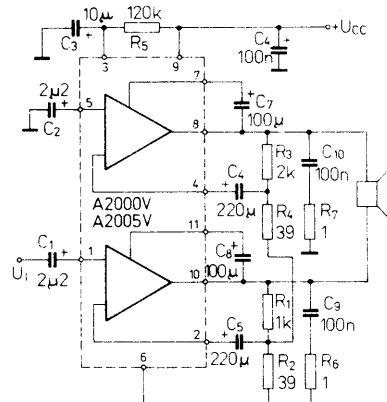


Obr. 110. Typické zapojení stereofonního zesilovače s obvodem A2000V, A2005V s řízením šířky stereofonní báze

stereofonní báze dovoluje plynule zužovat a rozšiřovat šířku stereofonní báze regulačním rezistorem 100 Ω. Informace o směru signálu vychází z diferenčního signálu +R a -L, popříp. -R a +L. Při zapnutí řízení šířky stereofonní báze mezi oba vstupy zpětné vazby (vývody 2 a 4) se diferenční signály sečtou. Budou-li rezistory R_1 a $R_{BBS} = 2R_1$, bude pro +R a -L, popříp. -R a +L na výstupech integrovaného obvodu (vývody 10 a 8) $2R$ a $2L$. Přitom se zmenší vstupní napětí natolik, že se nepřebudí výstupy. Bude-li R_{BBS} menší než $2R_1$, dojde k neurčitým jevům (zkreslení). Zapojení pro oněmění zesilovače lze realizovat zkratováním vývodu 3 vůči zemi.

Monofonní můstkové zapojení zesilovače

K dosažení co největšího výstupního výkonu při malém napájecím napětí lze použít můstkové zapojení dvojice zesilovačů s obvodem A2000Vm, A2005Vm podle obr. 111. Můstkový zesilovač odevzdá ve srovnání s obvyklým zesilo-



Obr. 111. Typické můstkové zapojení monofonního zesilovače s obvodem A2000Vm, A2005Vm

vačem při stejných pracovních podmínkách asi čtyřnásobný výstupní výkon. Přitom platí, že přivedené napájecí napětí a maximální přípustný výstupní vrcholový proud dvojitinného koncového stupně třídy B a jeho saturační napětí určují dolní mezní přípustný zatěžovací odpor. Platí proto vztah:

$$R_{L \min} = (U_{CC} - 2U_{CE \text{ sat}})/I_{O \max}$$

kde $I_{O \max}$ se rovná 2,5 A, použije-li se obvod A2000Vm, nebo $I_{O \max} = 3,5$ A při obvodu A2005Vm. Pro uvedené proudy $I_{O \max}$ je saturační napětí $U_{CE \text{ sat}}$ asi 2 V.

Protože oba typy popisovaných integrovaných obvodů sdružují ve společném pouzdru dva stejné zesilovače, lze konstruovat můstkové zesilovače velmi jednoduše, elegantní formou. Zpětnovazební obvod tvoří rezistory R_1 , R_2 , R_3 , R_4 a kondenzátory C_4 , C_5 . Pro nastavení zesílení platí vztah

$$A_U = \frac{U_o}{U_i} = 1 + \frac{R_1}{(R_2R_4)/(R_2 + R_4)} + \frac{R_3}{R_4}$$

Za předpokladu, že bude $R_2 = R_4$ a $R_3 = 2R_1$, zjednoduší se vztah na

$$A_U = 4(R_1/R_2).$$

Zisk lze nastavovat pouze v rozsahu od 37 dB do 52 dB v závislosti na vstupním efektivním napětí, které nesmí být větší než 250 mV, a napájecím napětí. Ekvivalentní vstupní šumové napětí se zvětší asi na dvojnásobek, při čemž se zlepší potlačení bručivého napětí asi o 6 dB.

V můstkovém zapojení oproti běžnému zesilovači odpadá vazba nízkofrekvenčního signálu kondenzátorem s velkou kapacitou. Proto se nesmí navzájem odlišovat středová výstupní napětí obou zesilovačů, neboť jinak by protékal reproduktorem stejnosměrný proud. Středová výstupní napětí se mohou lišit max. o 100 mV — toto klidové napětí může trvale snášet bez

Tab. 26. Vlastnosti součástek v můstkovém zesilovači s obvody A2000Vm, A2005Vm

Součástka	Doporučená hodnota		Použitá hodnota jiná než doporučená menší	větší
R ₁ R ₃ R ₂ , R ₄	1 kΩ 2 kΩ 12 kΩ	nastavení zisku uzavřené smyčky	viz popis můstkového zesilovače	
R ₅	120 kΩ	optimalizuje výstupní symetrii	menší P _{O max}	menší P _{O max}
R ₆ , R ₇	1 Ω	kmitočtová stabilita	poškození oscilacemi na vyšších kmitočtech při indukční zátěži	
C ₁	2,2 μF	kapacitní vazba vstupu	zvětší se zpoždění	zvětší se praskot, zvýší se přenášené nízké kmitočty, zvětší se šum
C ₂	2,2 μF	optimalizuje zpoždění při zapnutí a praskotu		
C ₃	0,1 μF	blokovací kondenzátor		poškození oscilacemi
C ₄	10 μF	potlačení zvlnění	zvětší se SVR, prodlouží se doba spínání	zmenší se SVR
C ₅ , C ₇	100 μF	zpětná vazba bootstrap		zvětší se zkreslení na nízkých kmitočtech
C ₆ , C ₈	220 μF	stejnoseměrné blokování zpětnovazebního vstupu, určuje nízké kmitočty		zvýší se dolní mez nízkých kmitočtů
C ₉ , C ₁₀	0,1 μF	kmitočtová stabilita		poškození oscilacemi

Tab. 27. Vztahy pro výpočet výstupních veličin můstkového a jednoduchého nízkofrekvenčního zesilovače výkonu s A2000Vm, A2005Vm

Parametr		Můstkové zapojení	Jednoduché zapojení
U _{O max}	výstupní napětí vrcholové	$U_{CC} - 2U_{CE sat}$	$0,5(U_{CC} - 2U_{CE sat})$
I _{O max}	výstupní proud vrcholový	$\frac{(U_{CC} - 2U_{CE sat})}{R_L}$	$0,5 \frac{U_{CC} - 2U_{CE sat}}{R_L}$
P _{O max}	výstupní efektivní výkon	$\frac{(U_{CC} - 2U_{CE sat})^2}{2R_L}$	$0,25 \frac{(U_{CC} - 2U_{CE sat})^2}{2R_L}$

poškození většina reproduktorů s impedancí kmitací cívky 4 Ω.

Rovněž v můstkovém zapojení je možné zapojení pro oněmění zesilovače. K úspoře proudu při bateriovém provozu a naopak k využití plného výkonu při napájení ze sítě je možné využívat přepínače provozu, P₁, u něhož se využívá změny zesílení obvodů.

Zapojení monofonního můstkového zesilovače s rezistory R₁ až R₄ podle obr. 111 je navrženo pro napěťový zisk A_v asi 40 dB, což je v oblasti optimálních využitelných zisků. Změní-li se odpory uvedených rezistorů, může se zisk zvětšit či zmenšit podle tabulky:

A _v [dB]	50	40	30
R ₂ , R ₄ [Ω]	12	39	130

Odpory rezistorů R₁, R₃ zůstávají stej-

né. Zisk 30 dB je však krajním použitelným ziskem.

Typické zapojení zesilovače podle obr. 111 bylo navrženo s ohledem na optimálně dosažitelné vlastnosti zesilovače. Použili-li se jiné součástky, mohou se měnit vlastnosti zesilovače, popřípadě mohou nastat nežádoucí vedlejší projevy či může být ovlivněna činnost. Jak změny hodnot součástek působí, ukazuje přehledné tab. 26. Informace v ní soustředěné mohou velmi přispět konstruktérům ke správnému návrhu i jiných než nízkofrekvenčních zesilovačů.

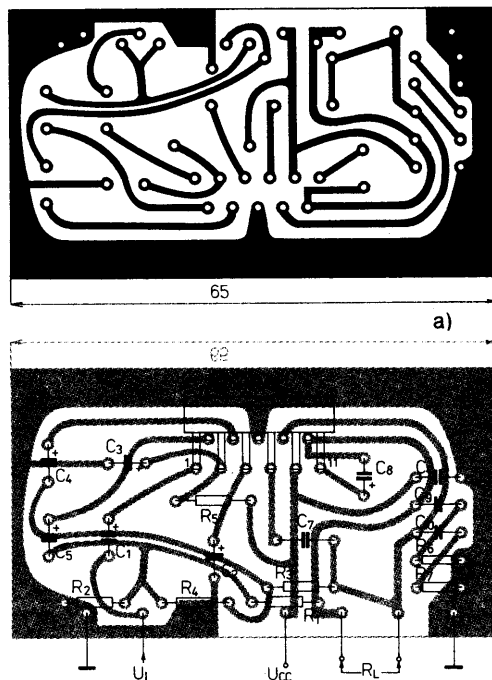
Na obr. 112a je deska s plošnými spoji monofonního zesilovače podle obr. 111, na obr. 112b je rozložení součástek na desce. Kondenzátor C₁₂ na desce s plošnými spoji není umístěn. Spolu s jednopólovým dvoupólovým přepínačem se umístí na vhodném místě skříně zesilovače tak, aby přepínač byl z vnějšku snadno přístupný.

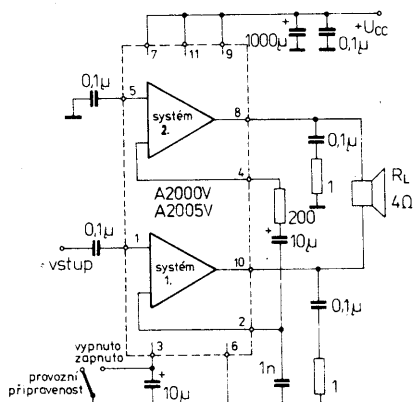
Při návrhu zapojení můstkového zesilovače si zaslouží pozornost základní informace o vlastnostech můstkového zesilovače ve srovnání s jednoduchým zesilovačem — v tab. 27. V tabulce jsou uvedeny základní vztahy pro výpočet maximálního výstupního napětí, proudu a výkonu. Je třeba dodat, že rozkmit napětí a proudu je u můstkových zesilovačů dvojnásobný proti zesilovačům jednoduchým. Jinými slovy: Se stejnou zatěžovací impedancí R_L může odevzdat můstkové zapojení výstupní výkon, který je čtyřnásobkem výstupního výkonu jednoduchého zesilovače, neboli při stejném maximálním výstupním proudu odevzdá můstkový zesilovač dvojnásobný výstupní výkon než zesilovač jednoduchý.

Pozornost se musí věnovat návrhu napájecího napětí U_{CC} a zatěžovací impedance R_L s ohledem na vrcholový výstupní proud, který by mohl překročit dovolenou mezní velikost. Z daného proudu I_{O max}, doporučeného napájecího napětí U_{CC} = 14,4 V a saturačního napětí kolektor-emitor U_{CE sat} můžeme vypočítat minimální zatěžovací impedanci integrovaného obvodu A2000Vm, A2005Vm v můstkovém zapojení podle vztahu

$$R_{L min} = \frac{U_{CC} - 2U_{CE sat}}{I_{O max}} \quad [\Omega; V; V; A].$$

Obr. 112. a) Deska s plošnými spoji W211 monofonního zesilovače v můstkovém zapojení podle obr. 104, b) rozmístění součástek na desce s plošnými spoji





Obr. 113. Zapojení monofonního můstkového zesilovače s obvody A2000Vm, A2005Vm pro nenáročné

Pro integrovaný obvod A2000Vm dostaneme po dosazení příslušných údajů

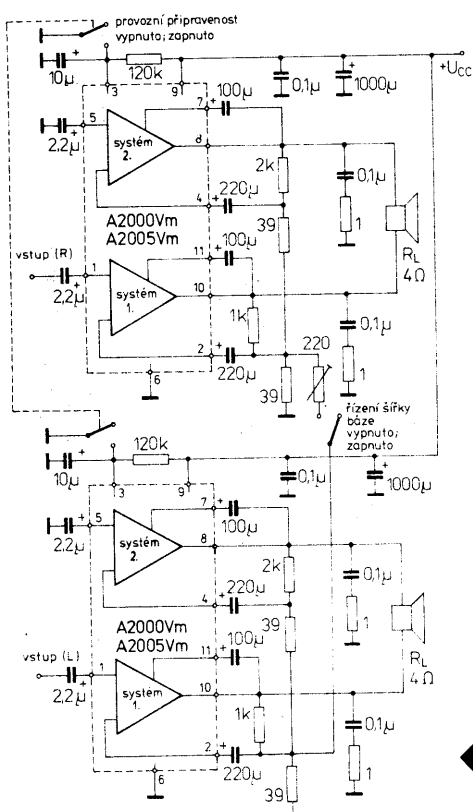
$$R_{L \min} = \frac{14,4 - 4}{2,5} = 4,16 \Omega,$$

pro obvod A2005Vm

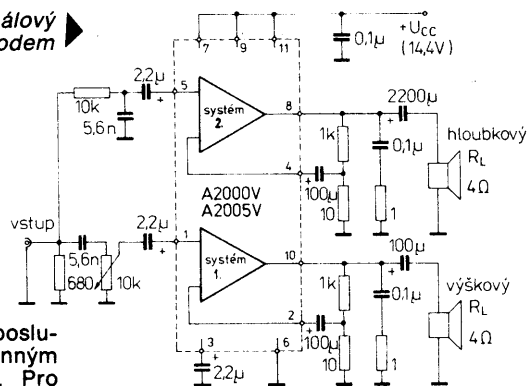
$$R_{L \min} = \frac{14,4 - 4}{3,5} = 2,97 \Omega.$$

Pro nenáročné účely se hodí jednoduchý, avšak hodnotný můstkový zesilovač pro monofonní provoz podle obr. 113, který vyžaduje minimální počet vnějších součástek, proto je velmi levný. Nevýhodou tohoto zapojení je změna zesílení při oteplení integrovaného obvodu. Proto se musí integrovaný obvod velmi dobře chladit velkým, rozměrným chladičem nejlépe z hliníkového profilu. Chování zesilovače při zapínání se zhoršuje se zmenšováním kapacity vstupního kondenzátoru.

Zapojení na obr. 114 představuje naopak stereofonní zesilovač v můst-



Obr. 115. Jednoduchý dvoukanalový monofonní zesilovač s obvodem A2000V, A2005V

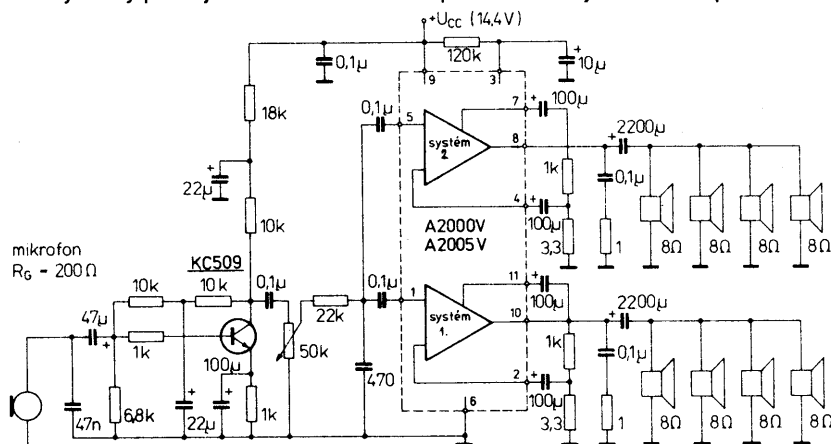


kovém zapojení pro náročné posluchače. Zapojení je opatřeno účinným řízením šířky stereofonní báze. Pro informace o směru platí stejné podmínky jako při jednoduchém stereofonním provozu. Zesilovač je konstruován se dvěma obvody A2000V nebo A2005V, které mají jako zátěž reproduktor s impedancí 4Ω. Dvoupólovým přepínačem P₂ je možno zesilovač uvést do stavu provozní připravenosti (spojením vývodu 3 u obou zesilovačů se zemním potenciálem). Šířka stereofonní báze se řídí potenciometrem 220 kΩ, řízení lze odpojit vypínačem P₁. Všechny použité součástky jsou prakticky shodné s již popsanými můstkovými zesilovači.

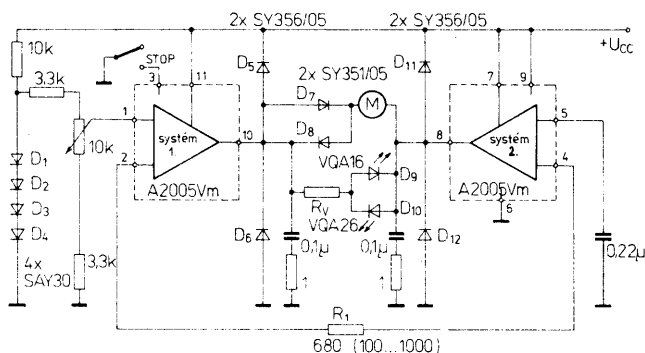
Integrované obvody A2000V, A2005V se mohou velmi výhodně používat též ke stavbě jednoduchého dvoukanalového monofonního zesilovače, jehož základní zapojení je na obr. 115. Systém 1 integrovaného obvodu slouží k zesílení signálu s vysokými kmitočty, systém 2 k zesílení nízkých kmitočtů. Oba systémy pracují zcela nezávisle na

sobě. Vstupní signál je do výškového a hloubkového kanálu rozdělován na vstupu zesilovače členy RC, intenzita vstupního signálu (a tím též stupeň zesílení) výškového kanálu se řídí potenciometrem 10 kΩ na vstupu systému 1. Dosažený výstupní výkon zesilovače je 20 W. Zesilovač pracuje se zkreslením menším než 0,5 %.

Upraví-li se popsané zapojení monofonního dvoukanalového zesilovače výkonu podle obr. 116, může dobře sloužit jako mikrofonní zesilovač v autobusech či jiných dopravních prostředcích pro hlášení stanic řidičem či výklad průvodce turistům. Signál z dynamického mikrofonu se zesiluje napětovým zesilovačem s tranzistorem KC509 se středním zesilovacím činitelem a malým šumem. Zesílený signál, jehož velikost se může řídit potenciometrem 50 kΩ na vstupu zesilovače, se přivádí se stejnou úrovní přes vazební



Obr. 116. Zapojení monofonního zesilovače 20 W s A2000V, A2005V pro použití jako mikrofonní zesilovač výkonu



Obr. 117. Zapojení pro lineární řízení rychlosti otáčení motorků v obou směrech s obvodem A2005Vm

Obr. 114. Stereofonní zesilovač v můstkovém zapojení se dvěma obvody A2000V, A2005V s řízením šířky stereofonní báze

kondenzátory 0,1 μ F na neinverující vstupy obou systémů integrovaného obvodu A2000V či A2005V. K výstupům obou zesilovacích systémů jsou připojeny reproduktorové soustavy, každá se čtyřmi reproduktory s impedancí 8 Ω . Dosažený výstupní výkon zesilovače je 20 W.

Zachová-li konstruktér všechny platné podmínky pro určení pracovního bodu a pracovních podmínek, může s obvody A2000V a A2005V konstruovat mnoho zajímavých i nekonvenčních zesilovačů. Stejně zajímavá jako zapojení zesilovačů jsou zapojení pro průmyslové účely. I zde je možnost nejrůznějších konstrukcí a jejich modifikací. Některé z nich jsou popsány jako příklady typických zapojení.

Zapojení podle obr. 117 slouží k lineárnímu řízení rychlosti otáčení stejnosměrných motorů v obou směrech. Oby systémy integrovaného obvodu A2005V jsou zapojeny do můstku. Rezistorem R_1 lze nastavit zesílení můstku v mezích od 20 do 40 dB. K vyvážení můstku je zapotřebí napětí na vstupu zesilovače (vývod 1) asi $2U_{BE}$, tj. 1,3 V. Vnější posuvem napětí pod nebo nad 1,3 V lze napětí na motoru v obou polaritách libovolně nastavovat až do bodu, kdy je $U_{CC} - 2U_{CE sat}$.

Obvod lze řídit čtyřmi diodami, zapojenými sériově v propustném směru, které slouží jako zdroj referenčního napětí s paralelně připojeným potenciometrem. Antiparalelně připojený pár diod v sérii s motorkem slouží k lepšímu nastavení nulové polohy. Zapojením lze spínat proudy až do 2 A. Rychlé zastavení je možné připojením vývodu 3 na zemní potenciál. Směr otáčení motoru ukazují rozsvícené světelné diody připojené antiparalelně k motoru.

Řízení směru otáčení složitějším zapojením je na obr. 118. K přímému řízení směru otáčení motoru se používá modifikovaná úroveň TTL, jejímž využitím lze řídit otáčení motoru doprava, doleva a motorek vypínat. K řízení je zapotřebí zdroj signálů se třemi úrovněmi TTL, jehož jednoduchý návrh je na obr. 118. Pracovní funkci motoru určují logické stavy pro jednotlivé vstupy řídicího zapojení podle tabulky:

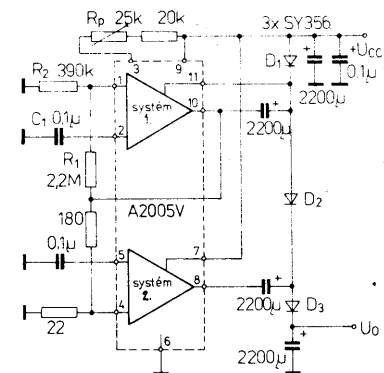
Tab. 28.

Zdroj signálu TTL pro vývod			Výstup
1	5	3	(funkce motoru)
H	L	H	otáčení „dopředu“
L	H	H	otáčení „dozadu“
L	L	L	stop
H	H	L	stop
H	L	X	stop
L	L	X	stop
H	L	X	stop
L	H	L	stop

Popsaný způsob řízení směru otáčení je konstrukčně nenáročný a spolehlivý. Použit se může v nejrůznějších řídicích a ovládacích systémech. Jeho jednoduchost přímo vybízí k použití v otočných systémech směrových antén krátkovlnných i VKV.

Jiný způsob číslicového řízení chodu motoru je na obr. 119. Řídicí signál s úrovní TTL, přiváděný z generátoru pravouhlého signálu s proměnným kmitočtem, se přivádí přes dvojitý klopný obvod MH7474, popř. DL074 z výroby RFT (je vhodnější) na vstup binárního dekodéru 1 z osmi typu MH3205 (nebo analogických obvodů DS8205D, UCY74S405N apod.) Z jeho výstupu se odebrá bitový vzorek a přivádí na oba dvojitě nř zesilovače výkonu A2005Vm. Mezi výstupy každého dvojitěho zesilovače jsou zapojeny cívky L_1 , L_2 motoru, které se zapínají v jednom směru v závislosti na přivedeném kmitočtu. Použité diody jsou křemíkové usměrňovače SY356/06 výroby RFT (z NDR), které se mohou nahradit rychlými diodami TESLA KY196 nebo KY261.

Integrovaný obvod A2005V se může použít též jako neřízený výkonový měnič napětí. Návrh zapojení je na obr. 120. Systém 1 obvodu je zapojen jako multivibrátor. Výstupní signál druhého systému obvodu je připojen na vývod 8 v opačné fázi vůči systému 1, protože přes rezistory R_3 , R_4 se řídí zpětnažební vstup systému 2. Touto úpravou se sčítají vrcholová napětí na systému 2 s již zdvojeným napětím v bodě A. Výstupní napětí U_0 bude asi trojnásobkem použitého napájecího napětí U_{CC} .



Obr. 120. Neřízený měnič výkonu s obvodem A2005V

Pro přibližné výstupní napětí platí vztah

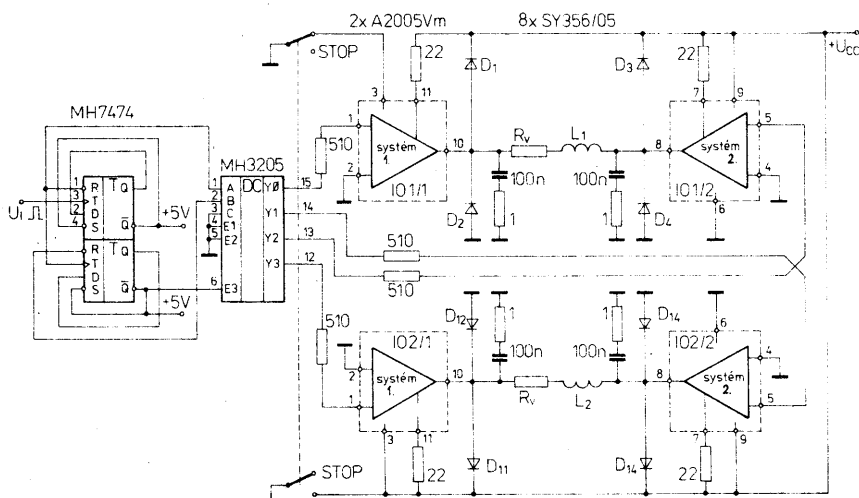
$$U_0 = U_{CC} + U_{10M/M} - U_{D1} - U_{D2} + U_{8M/M} - U_{D3}$$

Kmitočet měniče se určuje kondenzátorem C_1 — v provozu nemá být vyšší než 6 kHz, neboť se v důsledku vnitřní kompenzace na vyšších kmitočtech účinnost měniče zmenšuje. Vhodným nastavením polohy běžce potenciometru R_p se může poněkud zlepšit účinnost měniče.

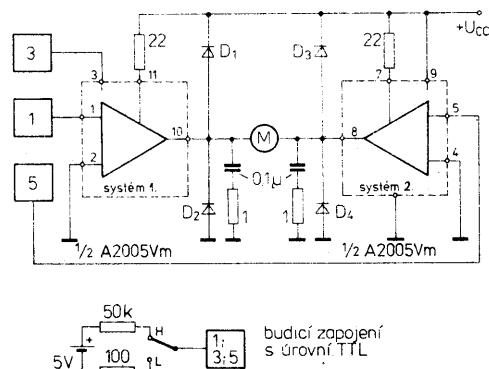
Informace a doporučení pro konstruktéry

Všechny elektrické údaje obvodů A2000V a A2005V se vztahují k základnímu zapojení stereoofonního zesilovače na obr. 110, popř. k zapojení typického monoofonního můstkového zesilovače podle obr. 111. Přednosti konstrukce popsaných integrovaných obvodů jsou zcela zřejmé a není k nim nutno nic dodávat. Odevzdaný výstupní výkon a potřebný napájecí proud v závislosti na napájecím napětí integrovaných obvodů A2000V a A2005V v jednotlivých základních zapojeních přehledně ukazují závislosti na obr. 121 až 124.

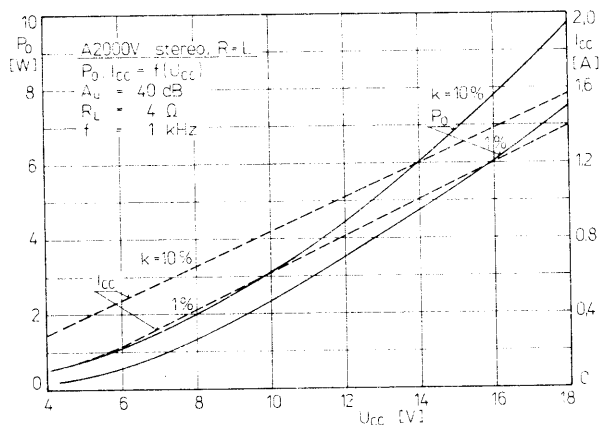
Dobrá funkce zesilovačů vyžaduje nezbytně napájet je z tvrdého zdroje napájecího napětí. Se zvětšujícím se vnitřním odporem nestabilizovaného síťového zdroje se zvětšují ztráty výstupního výkonu, které se často kompenzují větším napájecím napětím, aby se dosáhlo žádaného výstupního výkonu. Výsledkem je větší zkresení a přetěžování integrovaného obvodu, což může způsobit různé funkční poruchy zesilovače. K tomu se dále navíc přidává brumové napětí v důsledku úbytku



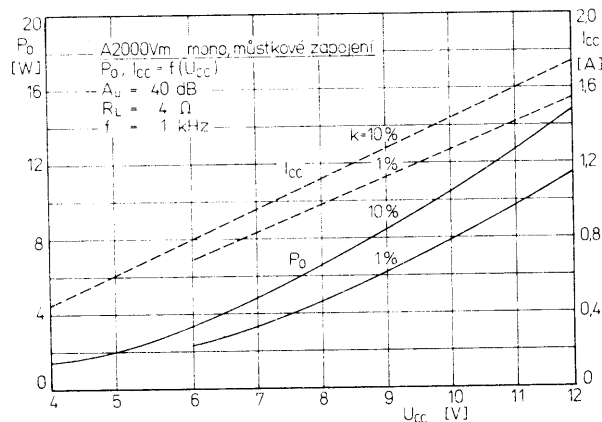
Obr. 118. Řídicí obvod rychlosti motoru pomocí signálů úrovně TTL, přiváděných na vývody můstkového zapojení zesilovače s A2005Vm



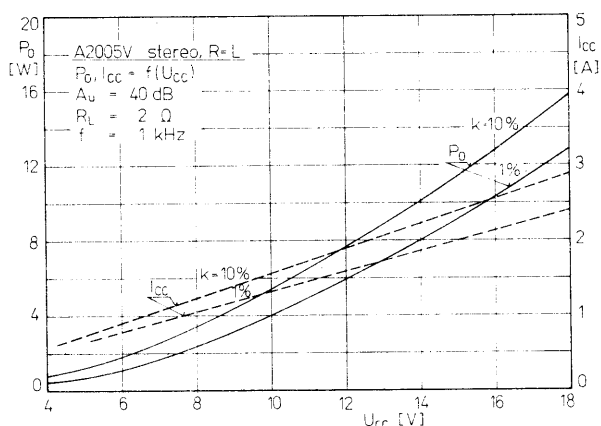
Obr. 119. Číslicové řízení motoru se dvěma obvody A2005Vm



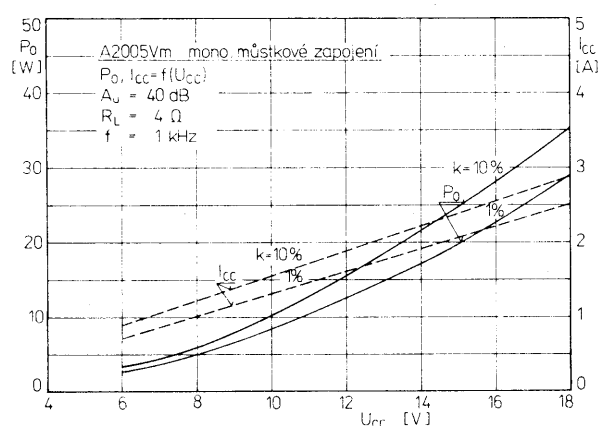
Obr. 121. Výstupní výkon a napájecí proud obvodu A2000V v závislosti na napájecím napětí ve stereofonním zesilovači



Obr. 123. Výstupní výkon a napájecí proud v závislosti na napájecím napětí obvodu A2000Vm v můstkovém zapojení monofonního zesilovače



Obr. 122. Výstupní výkon a napájecí proud obvodu A2005V v závislosti na napájecím napětí ve stereofonním zesilovači



Obr. 124. Výstupní výkon a napájecí proud v závislosti na napájecím napětí obvodu A2005Vm v můstkovém zapojení monofonního zesilovače

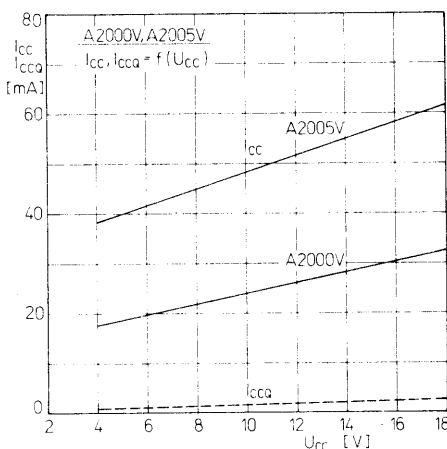
ku napětí na vnitřním odporu napájecího zdroje.

Jednou z nesporných předností obou popsaných integrovaných obvodů je možnost udržovat zesilovače v tzv. stavu provozní připravenosti, který je známý u mnohých přenosných radio-přijímačů kombinovaných s kazetovým magnetofonem, dovážených k nám ze zemí Dálného východu. Přijímač se zpravidla nevypíná síťovým spínačem, ale přepínačem se pouze přepne koncový stupeň do stavu provozní připravenosti. Všechny ostatní stupně obvykle dále pracují, přijímač pouze oněmi a odebírá ze sítě velmi malý proud. Obvody A2000V a A2005V jsou vybaveny touto možností provozu. Stačí přepnout vývod 3 přepínačem na zemní potenciál a zesilovač přejde do stavu provozní připravenosti (oněmi). Výsledkem je velmi malý klidový proud I_{cc0} , asi 3,5 mA. Tento klidový proud stejně jako klidové proudy při provozu zesilovače jsou v závislosti na napájecím napětí na obr. 125.

Integrované obvody A2000V, A2005V jsou vybaveny ochranným zapojením proti působení sledu napěťových impulsů, které přicházejí po napájecím vedení na vývod 9, pokud mají průběh podle obr. 126. Jestliže jsou však napěťové impulsy nebo napěťové špičky větší než 40 V, musí se použít k jejich vyhlazení samostatný filtr LC, který se zařadí mezi napájecí zdroj a vývod 9. Doporučené zapojení filtru je na obr. 127. Jeho působením se upraví průběh nebezpečných rušivých impulsů na limit podle obr. 126. Filtr účinně omezuje sled impulsů s napětím až do 120 V a šířkou impulsu 2 ms, přicháze-

jících na vstup filtru (bod A), na dovolenou velikost. Popsaný způsob ochrany se musí použít vždy, je-li použito napájecí napětí (ať stejnosměrné nebo impulsní) integrovaného obvodu větší než 18 V.

Potřebná velikost chladiče se musí vypočítat známým a často publikovaným postupem. Pro přímou montáž součástky a chladiče platí tepelný přenosový odpor $R_{th} = 1 \text{ K/W}$. Tepelné odpory obou typů integrovaných obvodů jsou $R_{thjc} < 3 \text{ K/W}$, $R_{thja} < 50 \text{ K/W}$. Chladičí těleso integrovaného obvodu stejně jako vlastní chladič se musí vodičivě spojit se zemním potenciálem.

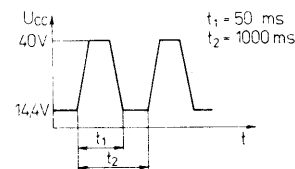


Obr. 125. Klidový proud obvodů A2000V, A2005V v závislosti na napájecím napětí. Čárkovaný průběh platí ve stavu provozní připravenosti

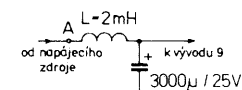
Bod nasazení analogové působící teplotní ochrany je dán teplotou $+120^\circ\text{C}$, při teplotě $+150^\circ\text{C}$ ochrana součástku vypouje z provozu. Tepelný odpor chladiče se určí podle vztahu

$$R_{thchl} = \frac{\vartheta_j - \vartheta_a}{P_{tot}} = (R_{thjc} + R_{pr}).$$

Při návrhu desky s plošnými spoji s integrovanými obvody A2000V a A2005V je třeba postupovat především s ohledem na tyto zvláštnosti: Hlavní příklady napájecího napětí, rozvodu zemního potenciálu a výstupů pro připojení reproduktorů mají mít co nejmenší impedanci. Zemní vývod



Obr. 126. Průběh vnějších impulsů, proti jejichž účinkům jsou integrované obvody A2000V, A2005V chráněny



Obr. 127. Doporučené zapojení vyhlazovacího filtru rušivých impulsů, které přicházejí na integrované obvody A2000V, A2005V po napájecím vedení

Baucherotova člena (kondenzátor 0,1 μ F, rezistor 1 Ω) se musí připojit co nejblíže k integrovanému obvodu. V žádném případě se nesmí připojit Baucherotův člen až za vazební výstupní elektrolytickým kondenzátorem.

Vstupní a výstupní zem se musí přivést k vývodu 6 odděleně. Těleso chladiče se musí spojit se zemí. Na vývody IO nesmí působit žádné trvalé mechanické zatížení. Součástky se k chladiči musí připevnit tak, aby se dosáhlo dobrého tepelného spojení. Doporučuje se nanést na styčné plochy chladičích těles obvykle používanou silikonovou vazelínu, kterou se zmenší přechodový tepelný odpor styčných chladičích ploch na minimum.

Největší vstupní efektivní napětí nesmí překročit 250 mV. Zesílení se nastavuje napětovým děličem s malou impedancí. Zemnicí body tohoto napětového děliče se připojují ke vstupnímu zemnicímu potenciálu.

Rozhodne-li se konstruktér nevyužít vazbu bootstrap, musí se vypustit rezistor mezi vývody 3 a 9 integrovaného obvodu, vývody 7 a 11 se pak připojí na napájecí napětí. Z důvodu dostatečné vysokofrekvenční stability se musí přívod napájecího napětí blokovat kondenzátorem těsně u integrovaného obvodu. Nízkofrekvenční vstupy (vývod 1, popř. 5) se mohou při určitých provozních podmínkách spojit se zemí přes kondenzátor s kapacitou nejvýše 220 pF. Je-li vývod 3 spojen se zemí, lze integrovaný obvod zapojit do stavu provozní připravenosti.

Ochranné obvody, kterými je vybaven systém integrovaných obvodů A2000V, A2005V slouží výlučně jen k jejich vlastní vnitřní ochraně. Začnou-li ochranné obvody pracovat, může v přechodovém stavu docházet k vř. zákrutům. Vhodnými opatřeními lze zamítnutí potlačit.

Zatěžovací odpory (reproduktory) se připojují mezi výstup a zemní potenciál nebo mezi oba výstupy. Na rozdíl od jiných integrovaných nf zesilovačů nedovoluje výrobce připojovat reproduktory mezi výstup a kladný pól napájecího napětí. Při takto připojeném reproduktoru by se zničil integrovaný obvod.

Integrované obvody A2000V a A2005V mají své zahraniční analogy, od nichž se funkčně a elektricky neliší. Obvod A2005V má obdobu ve výrobku italské výroby SGS typu TDA2005S, A2005Vm v typu TDA2005M. Obvod A2000V je jen přibližně podobný dvojitému zesilovači výrobce Siemens TDA4925, který má obdobné pouzdro, avšak pouze devět vývodů. U zesilovačů Siemens nelze zavést vazbu bootstrap.

Integrovaný nf zesilovač výkonu 10 W, UL1413G

Spektrum integrovaných nízkofrekvenčních zesilovačů vyráběných v zemích RVHP vhodně doplňuje integrovaný obvod UL1413G polské výroby Unitra-CEMI, který je určen především jako koncový zesilovač v přijímačích, kazetových přehrávačích a nf zesilovačích pro automobily. Integrovaný zesilovač se vyznačuje výstupním výkonem 10 W v jednoduchých stupních, napáje-

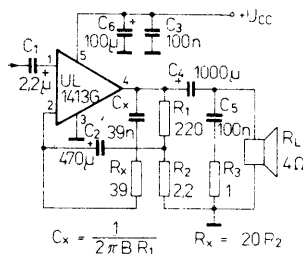
ných nesymetricky kladným napětím (typicky 14,4 V) a se zatěžovací impedancí 2 Ω , popř. výstupním výkonem 6 W se zatěžovací impedancí 4 Ω . Zesilovač je ovšem možné napájet napětím v širokém rozsahu od 8 do 18 V.

Nesporňou předností integrovaného obvodu UL1413G je jednoduchost praktického zapojení, které vyžaduje malý počet vnějších součástek, nevyžaduje velký prostor, obvod se snadno montuje na chladič nebo chladič desku a nevyžaduje proto velkých finančních nákladů. Zesilovač se dále vyznačuje velkou proudovou zatížitelností vrcholovým proudem až do 3,5 A, malým harmonickým zkreslením. Spolehlivý provoz zesilovače je zaručen integrovanou ochranou proti stejnosměrnému a střídavým zkratům mezi všemi vývody a zemním potenciálem, ochranou proti tepelnému přetížení, napětovým špičkám z napájecího zdroje až do napětí 40 V, ochranou proti záměně polarit napájecího zdroje až do napětí 12 V a odpojení zemnicího vývodu.

Integrovaný vývod je v plastovém pouzdru typu Pentawatt TO-220 s pěti páskovými vývody. **Funkce vývodů:** 1 — neinvertující vstup, 2 — invertující vstup, 3 — zemnicí vývod, 4 — výstup, 5 — připoj kladného napájecího napětí. Zapojení vývodu je patrné z pohledu na součástku na obr. 128.



Obr. 128. Zapojení vývodů nf zesilovače výkonu UL1413G

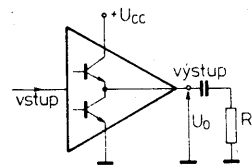


Obr. 129. Měřicí a doporučené provozní zapojení nf zesilovače výkonu UL1413G

Elektrické mezní a charakteristické údaje obvodu UL1413G jsou v tab. 29. Platí v měřicím zapojení, které se shoduje s provozním doporučeným zapojením podle obr. 129. Údaje výstupního výkonu se vztahují na použitý zatěžovací odpor (4 Ω nebo 2 Ω). Integrovaný obvod je schopen pracovat se zatěžovacím odporem min. 1,6 Ω , kdy je výstupní výkon největší — průměrně 12 W. Obráceně, zatěžovací odpor větší než 4 Ω se nedoporučuje, protože způsobení výstupu se zhoršuje a výstupní výkon se podstatně zmenšuje.

Největší výstupní výkon, který můžeme získat na výstupu integrovaného zesilovače výkonu, závisí na řadě činitelů, z nichž jsou nejdůležitější:

- elektrické vlastnosti integrovaného obvodu,
- napájecí napětí,
- zatěžovací impedance.



Obr. 130. Zjednodušené zapojení výstupu nf zesilovače výkonu UL1413G

Při posuzování vlivů jednotlivých činitelů musíme vycházet ze základního zapojení výstupního obvodu IO, který je zjednodušeně na obr. 130. V klidovém stavu, tj. ve stavu, kdy je na vstupu zesilovače nulový budicí signál, bude na výstupu zesilovače stejnosměrné (klidové) napětí, jehož velikost se rovná přibližně polovině použitého napájecího napětí, tedy bude platit vztah

$$U_o = 0,5U_{cc}$$

Připojené střídavé vstupní napětí způsobí, že se výstupní napětí bude měnit okolo pevné klidové velikosti od minimální do maximální úrovně. Minimální velikost rozkmitu výstupního napětí je asi 0,5 V, maximální velikost dosahuje téměř velikosti použitého napájecího napětí, zmenšeného o 0,5 V. Plný rozkmit napětí na výstupu zesilovače, tzn. dynamika výstupu je proto daná velikostí napájecího napětí minus 1 V; např. při napájecím napětí zesilovače 18 V je rozkmit výstupního napětí 17 V. Přivedeme-li na vstup zesilovače signál se sinusovým průběhem, bude na výstupu rovněž sinusové napětí s mezivrcholovou hodnotou menší o 1 V než je použité napájecí napětí zesilovače. Pro zjednodušení můžeme předpokládat, zanedbáme-li tento malý rozdíl napětí, že mezivrcholové výstupní napětí bude rovno přibližně napájecímu napětí. Efektivní výstupní napětí U_{oef} bude pak 0,707 poloviny napájecího napětí. Odtud můžeme vypočítat maximální výstupní výkon zesilovače podle vztahu

$$P_{Omax} = \frac{U_o^2}{R_L} = \left(\frac{1}{\sqrt{2}} \frac{U_{cc}}{2} \right)^2 \frac{1}{R_L} = \frac{U_{cc}^2}{8R_L} \quad (1)$$

V praxi to znamená: Použijeme-li napájecí napětí 18 V a zatěžovací impedanci 4 Ω , bude na výstupu zesilovače výstupní výkon $18^2 / (8 \cdot 4) = 10,1$ W.

Výstupní výkon integrovaného zesilovače omezují ovšem jeho přípustné provozní údaje, publikované výrobcem, především:

- maximální napájecí napětí,
- maximální výstupní proud,
- maximální ztrátový výkon.

Velikost maximálního výstupního proudu a maximálního ztrátového výkonu určují nejmenší přípustnou velikost zatěžovacího odporu zesilovače. Maximální výstupní proud je dán zesilovačem v podmínkách jeho plného vybuzení, tzn. tehdy, rovná-li se velikost výstupního napětí polovině napájecího napětí. Proto bude platit

$$I_{Omax} = \frac{U_{cc}}{2R_L} \quad (2)$$

Maximální ztrátový výkon má zesilovač při neúplném vybuzení. Ztrátový výkon je největší při vybuzení zesilovače na 64 % maximální amplitudy výstupního napětí nebo proudu. Velikost ztrátového výkonu je dána vztahem

$$P_{totmax} = \frac{U_{cc}^2}{2\pi^2 R_L} \quad (3)$$

Dosadíme-li do tohoto vztahu příslušné provozní údaje podle zvoleného

Tab. 29. Elektrické údaje ní výkonového zesilovače UL1413G

Mezní údaje	
Napájecí napětí pracovní:	$U_{CC} \leq 18 \text{ V}$.
Napájecí napětí vrcholové, $t = 50 \text{ ms}$:	$U_{CCM} \leq 40 \text{ V}$.
Výstupní proud:	$I_O \leq 3,5 \text{ A}$.
Výstupní proud impulsní (ojedinělý impuls):	$I_{OM} \leq 4,5 \text{ A}$.
Ztrátový výkon celkový, $\theta_c = 90^\circ \text{C}$:	$P_{tot} \leq 20 \text{ W}$.
Rozsah pracovních teplot okolí:	$\theta_a = 0 \text{ až } +70^\circ \text{C}$.
Charakteristické údaje	
Platí při $\theta_a = 25^\circ \text{C}$, $U_{CC} = 14,4 \text{ V}$, není-li uvedeno jinak.	
Napájecí napětí:	$U_{CC} = 8 \text{ až } 18 \text{ V}$.
Klidový proud:	$I_{CC} = \text{jmen. } 44; \leq 50 \text{ mA}$.

Výstupní napětí stejnosměrné:	$U_O = \text{jmen. } 6,9; 6,1 \text{ až } 7,7 \text{ V}$.
Výstupní výkon, $k = 10 \%$, $R_L = 4 \Omega$, $f = 1 \text{ kHz}$:	$P_O = \text{jmen. } 6; \geq 5,5 \text{ W}$.
$k = 10 \%$, $R_L = 2 \Omega$, $f = 1 \text{ kHz}$:	$P_O = \text{jmen. } 10; \geq 9 \text{ W}$.
Vstupní citlivost, $P_O = 0,5 \text{ W}$, $R_L = 4 \Omega$:	$U_i = 14 \text{ mV}$.
$P_O = 6 \text{ W}$, $R_L = 4 \Omega$:	$U_i = 55 \text{ mV}$.
Šířka přenášeného pásma, $P_O = 1 \text{ W}$, $R_L = 4 \Omega$:	$B = 40 \text{ až } 15\,000 \text{ Hz}$.
Součinitel zkreslení ($f = 1 \text{ kHz}$), $P_O = 0,05 \text{ až } 4,5 \text{ W}$, $R_L = 4 \Omega$:	$k = 0,15 \%$.
$P_O = 0,05 \text{ až } 7,5 \text{ W}$, $R_L = 2 \Omega$:	$k = 0,15 \%$.
Vstupní odpor, $f = 1 \text{ kHz}$:	$R_i = \text{jmen. } 150; \geq 70 \text{ k}\Omega$.
Napětové zesílení otevřené smyčky, $f = 1 \text{ kHz}$, $R_L = 4 \Omega$:	$A_u = 40 \text{ dB}$.

příkladu, bude největší ztrátový výkon $P_{tot \max} = 18^2/2 \cdot \pi^2 \cdot 4 = 4,1 \text{ W}$.

Ještě několik doporučení ke konstrukci jednoduchých zesilovačů s obvodem UL1413G:

Při nežádoucí změně polarit napájecího napětí může obvodem protékat zkratový proud až do 5 A, který obvod nepoškodí po dobu, než se přepálí rychle pracující pojistka 1 A, zapojená sériově do přívodu zdroje. Jištění zesilovače tavnou pojistkou je naprosto nezbytné při používání zesilovače v automobilech, neboť je třeba při dopravní nehodě (při poškození přijímače) zabránit případnému vzniku požáru.

Odpojí-li se u přijímače v zapnutém stavu náhodně zem, běžný koncový zesilovač se zpravidla poškodí. Systém obvodu UL1413G je však vybaven ochrannou diodou, která zesilovač ochrání před poškozením.

Systém obvodu je dále vybaven ochrannou diodou mezi vývody 4 a 5, která chrání obvod před napětovými špičkami při provozu s indukční zátěží.

Největší dovolené napájecí napětí obvodu je 18 V. Obvod se nepoškodí ani krátkodobě připojeným stejnosměrným napětím až do 28 V. Nebezpečí přivedení tak velkého napětí vzniká v zimním období, kdy se někdy u zamrzlých motorů startuje automobil dvěma sériově zapojenými akumulátory.

Integrovaná tepelná ochrana systému zesilovače začíná pracovat při limitující teplotě systému okamžitě při přetížení výstupu (i trvalém) nebo při teplotě vyšší než je dovolená teplota okolí. Ochrana začne pracovat též při nedokonalém chlazení součástky nebo náhodně odpojeném chladiči.

Při návrhu jiné desky s plošnými spoji než je dále uvedeno se doporučuje věnovat největší pozornost spojm ke vstupům 1 a 2, které se musí dobře odstínit zemním vývodem 3 od vývodu výstupu 4, protože jím protéká velký výstupní proud, který může vyvolat nežádoucí vlivy na vstupu zesilovače.

Integrovaný obvod není zapotřebí izolovat od chladiče. Vývod 3 je galvanicky spojen se zalisovanou kovovou vložkou v pouzdru součástky, která se připevňuje k vnějšímu chladiči šroubkem M3, popříp. M3,5.

Je-li to nezbytné, mohou se páskové vývody součástky po připájení do plošných spojů zkrátit na potřebnou délku. Doba pájení nezkrácených jednotlivých vývodů nesmí překročit 12 s.

Doporučené zapojení jednoduchého ní výkonového s obvodem UL1413G podle obr. 129 je navrženo pro optimál-

ní funkci, použité součástky lze však upravovat podle potřeby. Každá změna doporučených součástek přivodí určitou změnu vlastností zesilovače. Bližší informaci podává následující popis součástek. Změny kapacit kondenzátorů:

$C_1 = 2,2 \mu\text{F}$ — zajišťuje stejnosměrné oddělení vstupu zesilovače; při menší kapacitě může být v reprodukci šum při zapínání a vypínání.

$C_2 = 470 \mu\text{F}$ — slouží k potlačení vlivu napájecího napětí; menší kapacita potlačení zmenšuje.

$C_3 = 0,1 \mu\text{F}$ — blokování zdroje proti vlnám; menší kapacita nezamezí případným škodám při vzniku oscilací.

$C_4 = 1000 \mu\text{F}$ — vazební kondenzátor výstupu k zátěži; menší kapacita potlačí nižší přenášené kmitočty.

$C_5 = 0,1 \mu\text{F}$ — zlepšuje kmitočtovou stabilitu; menší kapacita neuchrání obvod před poškozením oscilacemi na vyšších kmitočtech při provozu s indukční zátěží.

$C_X = 1/2 \pi B R_1$ — omezuje horní přenášený kmitočet; kapacita větší zužuje šířku pásma, menší šířku pásma rozšiřuje. Změny odporu rezistorů:

$R_1 = (A_u - 1)R_2$ — určuje zisk; větší odpor zvětšuje proud obvodu.

$R_2 = 2,2 \Omega$ — určuje zisk a potlačení vlivu napájecího napětí; větší odpor zmenšuje účinnost vlivu potlačení napájecího napětí.

$R_3 = 1 \Omega$ — zajišťuje kmitočtovou stabilitu; větší odpor zmenšuje ochranu proti poškození oscilacemi na vyšších kmitočtech při provozu s indukční zátěží.

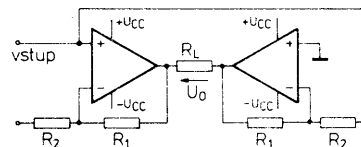
$R_X = 20R_2$ — omezuje dolní přenášený kmitočet; větší odpor nedostatečně zajišťuje vysokofrekvenční vlastnosti, menší odpor nezajišťuje ochranu před poškozením oscilacemi.

Činnost můstkového zesilovače výkonu

Jak vyplývá ze základního vztahu (1), závisí maximální výstupní výkon na napájecím napětí a odporu použité zátěže. Protože u nás prakticky nelze získat reproduktory s impedancí kmitací cívky menší než 4 Ω , je možné konstatovat, že výstupní výkon je omezen pouze velikostí napájecího napětí (při konstantní zatěžovací impedanci).

Další omezení je dáno použitím napájecího napětí z pevných zdrojů jako např. v přijímačích a zesilovačích pro automobily, u nichž je napájecí napětí dáno napětím použitého akumulátoru. Při jmenovitém napětí akumulátoru, které je během jízdy 14,4 V, bude výstupní výkon jednoduchého zesilovače s obvodem UL1413 nejvýše 6,5 W.

Podstatně zvětšit výstupní výkon je možné i přes vyjmenovanou omezení můstkovým zapojením nízkofrekvenčního zesilovače se dvěma integrovanými obvody UL1413G. Jeho zjednodušené zapojení je na obr. 131. Zesilovač může odevzdat přibližně čtyřikrát větší výstupní výkon než zesilovač jednoduchý. Vstupní signál se přivádí současně na oba vstupy integrovaných obvodů tak, že na koncích zatěžovacích impedancí jsou napětí stejné absolutní velikosti, avšak s opačnou fází. Napětí



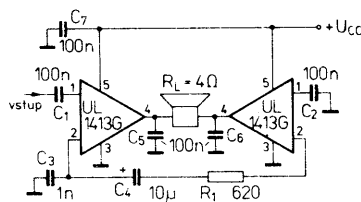
Obr. 131. Zjednodušené zapojení můstkového ní výkonového zesilovače

na zátěži je součtem obou napětí, absolutní velikost tohoto napětí je rovná přibližně dvojnásobku výstupního napětí jednoduchého zesilovače. Amplituda střídavého napětí na zátěži je navíc rovná přibližně napájecímu napětí zesilovače, efektivní velikost je dána 0,707 velikostí amplitudy. Výstupní výkon můstkového zesilovače můžeme vypočítat podle vztahu

$$P_O = \frac{U_{CC}^2}{2R_L} \quad (4)$$

Dosadíme-li do vztahu (4) skutečné provozní podmínky, $U_{CC} = 14,4 \text{ V}$, $R_L = 4 \Omega$, dostaneme výstupní výkon 26 W. Tento údaj je však pouze teoreticky vypočtená velikost, která neuvažuje zanedbaná zjednodušení. V praxi se musí proto vypočítaný výkon zmenšit o 15 až 20 %, což odpovídá uváděnému střednímu výstupnímu výkonu v tabulce elektrických údajů můstkového zesilovače, tedy 18 až 21 W. Dosažitelný výstupní výkon závisí však ještě i na dokonalosti chlazení integrovaného obvodu.

Praktické zapojení můstkového zesilovače se dvěma integrovanými obvody UL1413G je na obr. 132. Zapojení je skutečně více než jednoduché. Mimo oba integrované obvody vyžaduje pouze celkem pět kondenzátorů a dva rezistory. Elektrické údaje tohoto zesilovače jsou shrnuty v tab. 30. Popsaný můstkový zesilovač byl postaven na desce s plošnými spoji (obr. 133a, b) s rozměry pouze 63 × 40 mm. Integro-



Obr. 132. Doporučené zapojení můstkového nf zesilovače výkonu se dvěma obvody UL1413G

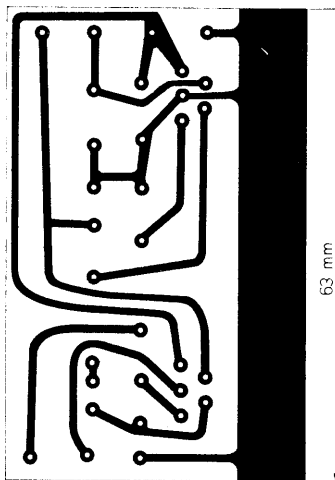
vané obvody jsou umístěny svisle a chladič plochou přišroubovány k dostatečně velkému chladiči. Protože požadavky na automobilové zesilovače a přijímače se stále více přiklánějí ke stereofonní verzi, je možné popsaný můstkový zesilovač konstruovat ve stereofonní úpravě na společné desce s plošnými spoji podle obr. 134a, na níž jsou umístěny dva zesilovače (pravý a levý kanál). Rozložení součástek na desce s plošnými spoji je na obr. 134b. Integrované obvody jsou připevněny ve svislé poloze na společném hliníkovém chladiči. Délka chladiče se rovná délce desky s plošnými spoji. Dosažené elektrické údaje jsou u obou zesilovačů shodné s údaji v tab. 30.

Tab. 30. Elektrické údaje můstkového zesilovače se dvěma obvody UL1413 v zapojení podle obr. 132

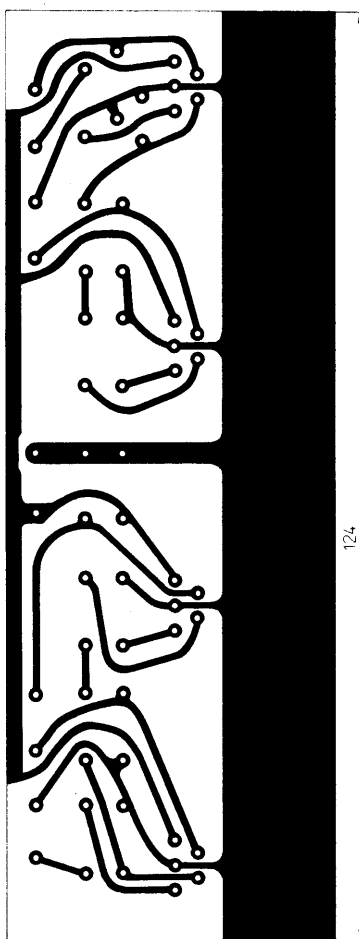
Výstupní výkon, $U_{CC} = 14,4 \text{ V}, k = 10 \%$	$P_o = 18 \text{ až } 21 \text{ W}$
$U_{CC} = 18 \text{ V}$:	$P_o = 32 \text{ až } 36 \text{ W}$
Vstupní citlivost, $P_o = 6 \text{ W}, f = 1 \text{ kHz}$:	$U_i = 100 \text{ mV}$
Šířka přenášeného pásma, $P_o = 6 \text{ W}$:	$f = 12 \text{ až } 40\,000 \text{ Hz}$
Součinitel nelineárního zkreslení, $P_o = 0,05 \text{ až } 16 \text{ W},$ $f = 1 \text{ kHz}$:	$k = 0,25 \%$
Spotřeba napájecího proudu, $U_{CC} = 18 \text{ V}, P_o = 36 \text{ W}$:	$I_{CC} \leq 3 \text{ A}$

Popsaný můstkový zesilovač se napájí z akumulátoru v automobilu (12 V) nebo se může napájet ze stabilizovaného zdroje usměrněného napětí 15 až 18 V. Použije-li se síťový zdroj napájecího napětí, musí být jeho vnitřní odpor nepatrný (okolo 0,05 až 0,1 Ω). Zdroje s větším vnitřním odporem nejsou k napájení zesilovače vhodné, protože úbytek napětí, který vzniká při vrcholových výstupních proudech, způsobuje větší zkreslení zesilovaného signálu.

Na obr. 135 je upravené zapojení můstkového nf zesilovače výkonu se dvěma integrovanými obvody UL1413G, které je doplněno o některé další součástky. Především jsou to dva členy RC. Jeden je připojen paralelně ke svorkám reproduktoru (R_6, C_6) a plní funkci vazby „bootstrap“, druhý člen (R_5, C_5) je připojen mezi výstup a zem prvního integrovaného obvodu. Má stejné vlastnosti jako předchozí člen a upravuje impedanční přizpůsobení vazbou „bootstrap“. Invertující vstupy obou integrovaných obvodů jsou vázány elektrolytickými kondenzátory C_3 a C_4 , které mají odlišnou kapacitu (15 μF a 10 μF) proto, aby byl co nejlépe potlačen vliv změn napájecího napětí (SVR) (typicky 40 dB). Popsaný po-



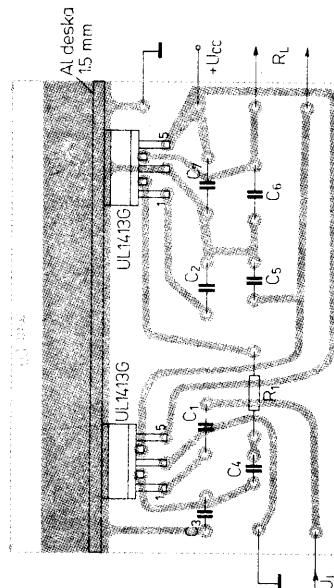
Obr. 133a. Deska s plošnými spoji můstkového nf zesilovače výkonu se dvěma obvody UL1413G podle zapojení na obr. 132 (deska W212)



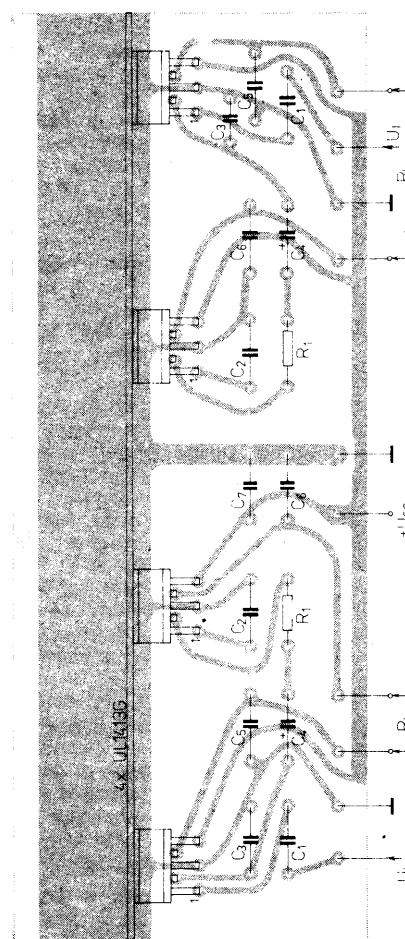
Obr. 134a. Deska s plošnými spoji W213 se dvěma můstkovými nf zesilovači výkonu se čtyřmi obvody UL1413G pro zesilování stereofonních signálů

někud složitější můstkový zesilovač může odevzdat nf výstupní výkon typicky do 20 W.

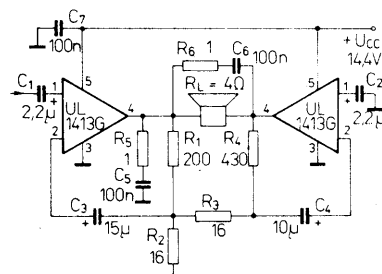
Integrovaný obvod UL1413G polské výroby je dobrou obdobou již známých starších, avšak dodnes hojně používaných nf zesilovačů výkonu TDA2003V, výrobce SGS, popř. TDA2003 Telefunken. Z hlediska případných náhrad může obvod UL1413G nahradit méně výkonné obvody TDA2002 výrobce SGS, Telefunken apod.



Obr. 133b. Rozmístění součástek



Obr. 134b. Rozmístění součástek



Obr. 135. Zapojení můstkového nf zesilovače s výkonem 20 W

Nízkofrekvenční stereofonní regulátor zvuku, A1524D

Integrovaný obvod A1524D, výrobek podniku VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder, NDR, je nízkofrekvenční stereofonní regulátor hlasitosti, výšek, hloubek a stereofonního vyvážení se zapínatelnou fyziologickou regulací hlasitosti, určený pro zpracování stereofonních signálů v nízkofrekvenčních zesilovačích třídy hifi a v televizních přijímačích se stereofonním nebo dvoukanalovým zvukovým doprovodem.

Integrovaný obvod sdružuje na společném čipu funkční skupiny: stabilizátor napětí, měnič nastavovacího napětí, nastavovací členy a zesilovače levého a pravého kanálu. Funkční skupinové zapojení obvodu A1524D je na obr. 136. Stabilizátor napětí vyrábí všechna potřebná napětí, popř. proudy pro provoz jednotlivých integrovaných funkčních skupin. Dále se z něj odebírá referenční napětí pro napájení potenciometrů hlasitosti, hloubek, výšek a vyvážení kanálů. Výstup referenčního napětí se může navíc zatížit obvodem pro fyziologické nastavení hlasitosti.

Jako vstupní veličiny působí na měnič nastavovacího napětí vnější napětí pro regulaci hlasitosti U_{11} , napětí pro regulaci výšek U_{10} , pro regulaci hloubek U_9 a regulaci vyvážení kanálů U_{16} . Další veličinou je referenční proud $-I_{17}$ pro zapínání a vypínání fyziologického regulátoru hlasitosti. Uvedené vstupní veličiny jsou částečně navzájem svázány (např. regulace hlasitosti a regulace vyvážení kanálů, regulace hlasitosti a regulace hloubek při zapnutém fyziologickým regulátoru) a svými úrovněmi jsou přizpůsobeny tak, aby bylo možné vždy odebírat z nastavovacích prvků zpracovatelné řídicí napětí.

V nastavovacích členech a zesilovačích se zpracovávají nf signály v následujícím pořadí: regulace hlasitosti, regulace vyvážení kanálů, regulace hloubek a regulace výšek. Pro zpracování stereofonního signálu levého a pravého kanálu sdružuje obvod dva, přesně shodné zesilovací stupně, které se řídí shodnými signály z řídicího měniče.

Integrovaný obvod A1524D se dodává v plastovém pouzdru DIL-18 s 2x devíti vývody ve dvou řadách s odstupem 2,54 mm, vzdálenost řad vývodů je

7,62 mm podle normy TGL 26 713. Zapojení vývodů je patrné z funkčního skupinového zapojení a následujícího popisu funkce. **Funkce vývodů:** 1 — připoj regulátoru hlasitosti, 2 — připoj kondenzátoru pro blokování napájecího napětí, 3 — připoj napájecího napětí, 4 — vstup pravého kanálu (R), 5, 6 — připoj vnějšího členu pro řízení hloubek pravého kanálu, 7 — připoj vnějšího členu pro řízení výšek pravého kanálu, 8 — výstup pravého kanálu, 9 — připoj regulátoru hloubek, 10 — připoj regulátoru výšek, 11 — výstup levého kanálu, 12 — připoj vnějšího členu pro řízení výšek levého kanálu, 13, 14 — připoj vnějšího členu pro řízení hloubek levého kanálu, 15 — vstup levého kanálu (L), 16 — připoj regulátoru vyvážení kanálů, 17 — výstup referenčního napětí U_{17} , 18 — zemnicí vývod.

Všechny elektrické údaje integrovaného obvodu A1524D jsou v tab. 31. Specifikované charakteristické údaje platí v měřicím zapojení podle obr. 137. Všechny zakreslené spínače jsou v poloze 1. Uvedené údaje jednotlivých veličin platí při nejčastěji používaném napájecím napětí 15 V, kdy je spotřeba napájecího proudu obvodu maximálně 56 mA. Obvod se však může napájet napětím v rozsahu od 7,5 do 16,5 V. Vzhledem k poměrně velkému napájecímu proudu není popisovaný regulátor vhodný pro přístroje napájené z baterií. Při napájecím napětí 8,5 V je typická spotřeba napájecího proudu asi 27 mA, při napětí 12 V asi 35 mA.

Integrovaný obvod A1524D je obdobou stereofonního regulátoru zvuku TDA1524A výrobce Philips-Valvo, od něhož se mechanicky, zapojením vývodů a elektricky neliší. Výrobce však u něj zaručuje jen základní údaje a neuvádí celou řadu charakteristických údajů dynamických vlastností a všechny šumové vlastnosti, které jsou pro konstruktéry nezbytné, proto pouze informativně doplňujeme údaje v tabulce o vstupní a výstupní odpory obvodu, odvozené z literatury Philips (údaje se ovšem mohou odlišovat kus od kusu součástky):

vstupní odpor při

$$A_U = 20 \text{ dB } R_{i \ 4/18}, R_{i \ 15/18} \geq 10 \text{ k}\Omega,$$

$$A_U = -40 \text{ dB } R_{i \ 4/18}, R_{i \ 15/18} = 160 \text{ k}\Omega;$$

$$\text{výstupní odpor } R_{o \ 8/18}, R_{o \ 11/18} \leq 300 \Omega.$$

Doporučené zapojení

Pro zpracování nízkofrekvenčních signálů v televizních přijímačích vybavených stereofonním nebo dvoukanalovým zvukovým doprovodem je vhodné doporučené zapojení integrovaného obvodu A1524D podle obr. 138. V podstatě je to komplexní regulátor stereofonního signálu, u něhož se přivedenými vnějšími řídicími napětími plynule nastavuje v obou kanálech úroveň hlasitosti, vyvážení kanálů, výšek a hloubek. Zapojení se vyznačuje jednoduchou konstrukcí a mimořádně malým počtem potřebných vnějších součástek. S ohledem na výkonnost je zapojení nenákladné. Jestliže nepočítáme vstupní a výstupní vazební kondenzátory a čtyři nastavovací potenciometry, potřebuje obvod A1524D k zajištění svého provozu pouze 12 vnějších kondenzátorů.

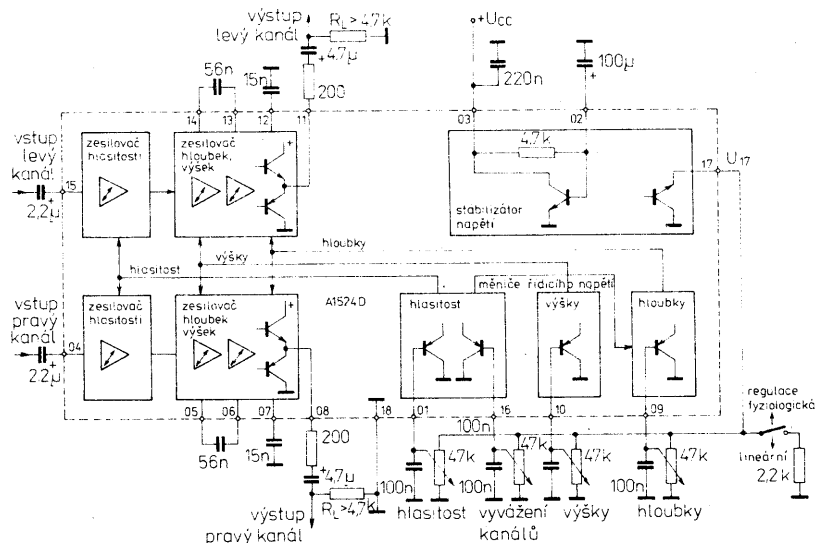
Jak vyplývá ze zapojení na obr. 138, má každý z obou kanálů vlastní nastavovací člen výšek, hloubek a zesílení signálu, kombinovaný s příslušným zesilovačem. Vnější regulační napětí, která se přivádějí na vývody 1, 16, 10 a 9, řídí vnitřní nastavovací člen nepřímým způsobem přes měnič nastavovacího napětí. Tím se umožnilo realizovat určitý průběh nastavovací charakteristiky a řízením zesílení nastavovat nejen hlasitost, ale i vyvážení obou kanálů.

Nastavovací napětí se mohou odebírat přímo z nastavovacích potenciometrů. Potenciometry se napájejí z vnitřního zdroje stabilizovaného napětí, a to přes vývod 17. Mohou se rovněž napájet z vnějšího zdroje referenčního napětí, což se používá např. při dálkovém ovládání nastavovaných veličin.

Nastavování hlasitosti se může volit jako kmitočtově nezávislé nastavení nebo jako fyziologické nastavení. Jestliže se přivede vnější zatěžovací proud $-I_{17}$ v rozmezí 1,5 mA až 10 mA na vývod 17, nezmění se kmitočtový průběh s nastavováním hlasitosti. Při proudu $-I_{17}$ do 0,5 mA se naproti tomu automaticky přizpůsobí kmitočtový průběh zpracovávaného zvuku fyziologii lidského ucha a to zcela nezávisle na nastavení regulátoru hlasitosti.

Celkový zisk, kterého lze dosáhnout v popsaném zapojení v každém kanálu, je nejméně 21,5 dB. Rozsah nastavování výšek a hloubek ΔA_{UH} , ΔA_{UT} je ve zjednodušeném zapojení podle obr. 136 pouze s kondenzátory s kapacitou 56 nF mezi vývody 5 a 6, jakož i 13 a 14, a kondenzátory 15 nF mezi vývodem 7 a zemí, jakož i vývodem 12 a zemí, okolo ± 16 dB. V úplném zapojení je možné rozsah nastavení rozšířit na hlubokých kmitočtech na ΔA_{UT} asi na +22 dB/-40 dB. Obvod je dále vybaven stejnosměrnou zpětnou vazbou, která slouží pro zvětšení vybuzení. K tomuto účelu slouží vnější členy RC 10 k Ω , 2,2 μ F a 33 k Ω , zapojené mezi vývody 6 a 8, popř. 13 a 11. Rozsah vybuzení výstupu se tak zvětší z původního výstupního efektivního napětí 1,5 V asi na dvojnásobek (3 V).

Aby byl provoz stabilní i při zatěžovací kapacitě větší než 200 pF, doporučuje se zapojit sériově rezistory do obvodů výstupů (vývody 11 a 8) (doporučený odpor 200 Ω). Celkový zatěžovací odpor výstupů 11 a 8 nesmí být menší

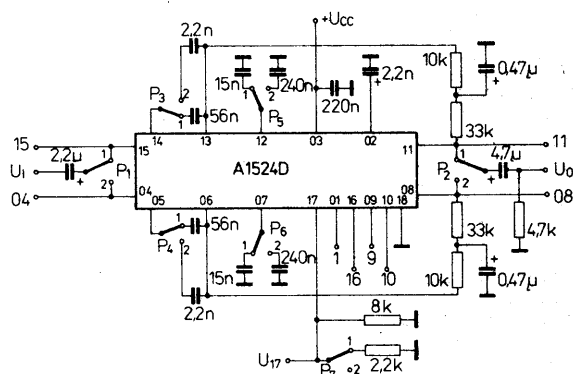


Obr. 136. Funkční skupinové zapojení obvodu A1524D s vyznačenými vnějšími součástkami

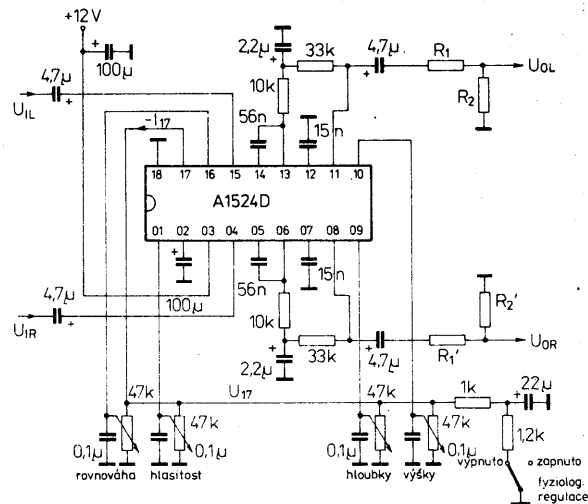
Tab. 31. Elektrické údaje A1524D

Mezní údaje	
Napájecí napětí:	$U_{CC} = 0$ až 20 V.
Vstupní napětí pravého kanálu:	$U_{4/18} = 0$ až U_{CC} .
levého kanálu:	$U_{15/18} = 0$ až U_{CC} .
Referenční napětí — vývod 17 ¹⁾ :	$U_{17/18} = 4,5$ až $0,5U_{CC} - 0,7$ V.
Referenční proud — vývod 17:	$-I_{17} = 0$ až 10 mA.
Nastavovací napětí pro řízení hlasitosti:	$U_1 = 0$ až 17 V,
hloubek:	$U_9 = 0$ až 17 V,
výšek:	$U_{10} = 0$ až 17 V,
vyvážení kanálů:	$U_{16} = 0$ až 17 V.
Teplota přechodu:	$\theta_j \leq 150$ °C.
Doporučené provozní podmínky	
Napájecí napětí:	$U_{CC} = 7,5$ až $16,5$ V.
Charakteristické údaje	
Platí při $U_{CC} = 15$ V, $\theta_a = 25$ °C — 5 K, $f = 1$ kHz, $U_1 = U_9 = U_{10} = U_{16} = 0,5U_{17}$, měřeno v zapojení podle obr. 137	
Klíčový napájecí proud, $U_1 = 0$ V:	$I_{CC} \leq 56$ mA.
Vstupní napětí stejnosměrné, $U_1 = 0$ V	
pravého kanálu:	$U_{4/18} = 6,5$ až $8,2$ V,
levého kanálu:	$U_{15/18} = 6,5$ až $8,2$ V.
Výstupní napětí stejnosměrné, $U_1 = 0$ V	
pravého kanálu:	$U_{8/18} = 5,7$ až $9,3$ V,
levého kanálu:	$U_{11/18} = 5,7$ až $9,3$ V.
Referenční napětí, $U_1 = 0$ V:	$U_{17/18} = 3,3$ až $4,2$ V.
Zisk ²⁾ ,	$A_{U \max} = 20$ až 26 dB.
Potlačení zesílení, ²⁾ ,	$A_{U \max} \leq -67$ dB.
$U_1 = 1$ V, $U_1 = 0$ V:	
Souběh ⁴⁾ ,	$-2,5$ až $+2,5$ dB,
$U_{1/1} = 0,7U_{17}$, $U_{1/2} = 0,8U_{17}$, $U_1 =$ $= 100$ mV ³⁾ :	
$U_1 = 1$ V, $U_{1/3} = 0,4U_{17}$:	$2,5$ až $+2,5$ dB.
Zdůraznění výšek ^{2) 5)} ,	$A_{UH \max} \geq 10$ dB.
$U_1 = 100$ mV, $U_{10} = U_{17}$:	
Potlačení výšek ^{2) 5)} ,	$A_{UH \min} \leq -10$ dB.
$U_1 = 1$ V, $U_{10} = 0$ V:	
Zdůraznění hloubek ^{2) 6)} ,	$A_{UT \max} \geq 10$ dB.
$U_1 = 100$ mV, $U_9 = U_{17}$:	
Potlačení hloubek ^{2) 6)} , $U_1 = 100$ mV ³⁾ ,	$A_{UT \min} \leq -10$ dB.
$U_1 = 1$ V, $U_9 = 0$ V:	
Zdůraznění hloubek při zapnutém fyziologickém řízení ^{2) 7)} ,	
$U_1 = 1$ V, $U_1 = 0,3U_{17}$:	$\Delta A_{UT} \geq 6$ dB.
Zkreslení $U_1 = 1$ V:	$k \leq 0,5$ %.
Nastavení rovnováhy kanálů ⁶⁾ ,	
$U_1 = 1$ V, $U_{16/1} = 0,5U_{17}$:	
$U_{16/2} = U_{17}$	$\Delta A_{UB} = -3$ až $+3$ dB,
pravý kanál:	$\Delta A_{UB} = -30$ dB.
levý kanál:	
$U_{16/2} = 0$ V	$\Delta A_{UB} \leq -30$ dB,
pravý kanál:	$\Delta A_{UB} = -3$ až $+3$ dB.
levý kanál:	
Přeslechový útlum, $U_1 = 1$ V, $U_1 = 0,6U_{17}$:	$a_p \geq 46$ dB.

- Platí při $U_{CC} \geq 10,8$ V, fyziologická regulace zapnuta.
- Přepínače P_1 a P_2 : zkouší se v poloze 1 levý kanál, v poloze 2 pravý kanál.
- Vyvážení U_{16} : $U_{16} = \Delta A_U = 0$ dB při $U_1 = 100$ mV.
- $\Delta A_U = \frac{U_O \text{ při } P_2 \text{ a } P_1 \text{ v poloze 1}}{U_O \text{ při } P_2 \text{ a } P_1 \text{ v poloze 2}}$
- $\Delta A_{UH} = \frac{U_O \text{ při } P_5 \text{ a } P_6 \text{ v poloze 2}}{U_O \text{ při } P_5 \text{ a } P_6 \text{ v poloze 1}}$
- $\Delta A_{UT} = \frac{U_O \text{ při } P_3 \text{ a } P_4 \text{ v poloze 2}}{U_O \text{ při } P_3 \text{ a } P_4 \text{ v poloze 1}}$
- $\Delta A_{UT} = \frac{U_O \text{ při } P_7 \text{ v poloze 2}}{U_O \text{ při } P_7 \text{ v poloze 1}}$
- $\Delta A_{UB} = \frac{U_O \text{ při } U_{16/1}}{U_O \text{ při } U_{16/2}}$
- $a_p R \rightarrow L = \frac{U_O \text{ při } P_2 \text{ v poloze 1}}{U_O \text{ při } P_2 \text{ v poloze 2}} \quad (P_1 \text{ v poloze 1})$
- $a_p L \rightarrow R = \frac{U_O \text{ při } P_2 \text{ v poloze 2}}{U_O \text{ při } P_2 \text{ v poloze 1}} \quad (P_1 \text{ v poloze 2})$
- Vyvážení U_1 na $U_O = 2,2$ V.



Obr. 137. Měřicí zapojení integrovaného obvodu A1524D



Obr. 138. Doporučené provozní zapojení A1524D

než $4,7$ k Ω . Odpor rezistorů R_1 , R_2 , popříp. R'_1 , R'_2 se musí volit podle vstupních podmínek a požadavků na přizpůsobení následujícího koncového zesilovače. S typickým činitelem zkreslení pod $0,5$ % je popsání regulační zapojení vhodné nejen pro použití v moderních televizních přijímačích, vybavených stereofonním zvukem nebo dvoukanálovým zvukovým doprovodem, ale též v jiných stereofonních

přístrojích napájených ze sítě a v autopřijímačích.

Na tomto místě je třeba připomenout, že popsání doporučené zapojení s obvodem A1524D je vhodné hlavně pro lineární regulaci stereofonního signálu, která je sice moderní, ale nepředstavuje špičkové řešení. Modernější regulační obvod typu TDA3820 má ve srovnání s popsanou součástkou v podstatě stejnou funkci, avšak všechny nastavovací a přepínací postupy se řídí číslicovými signály, které dodává mikropočítač pomocí sběrnice I²C. Na-

stavované veličiny, hlavně hlasitost, vyvážení kanálů, hloubky a výšky, je možné číslicovým řízením nastavovat jen stupňovitě, avšak v jemných, nepozorovatelných stupních. Dá se proto předpokládat, že obvod bude v další fázi vývoje digitalizace televizních přijímačů nahrazen v dokonalejších přijímačích modernější součástkou.

MĚNIČ NAPĚTÍ A ŘÍDÍCÍ OBVODY ZOBRAZOVACÍCH

Integrovaný měnič záporného napětí, U7660DC

Velmi zajímavý a užitečný monolitický integrovaný měnič napětí U7660DC pro malé zdroje napětí je výrobkem podniku VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder, NDR. Měnič je schopen přeměnit kladné vstupní napětí v rozsahu 2 V až 10 V na záporné napětí 2 V až 10 V, přičemž úplné zapojení měniče vyžaduje v provozu pouze dva vnější kondenzátory. Integrovaný obvod je vyroben technologií CMOS.

Obvod U7660DC se vyznačuje především typickou výkonovou účinností asi 98 %, typickou účinností měniče napětí při chodu naprázdno až 99,9 %, širokým rozsahem napájecího napětí od 2 V do 10 V, jednoduchým způsobem násobení napětí, kdy záporné výstupní napětí U_O je rovno vstupnímu napětí U_I . Integrovaný obvod se může používat v jednoduchém měniči při napájecím napětí +5 V k vytvoření symetrického zdroje výstupního napětí ± 5 V. Jednoduchá zapojení vyžadují pouze dva vnější kondenzátory s nekritickou tolerancí kapacity, neboť se používají ve funkcích napětového „čerpádky“ a zásobníku energie.

Mimo širokou oblast použití měničů napětí s obvodem U7660DC v průmyslové a spotřební elektronice naleznou měniče své uplatnění jako napájecí zdroje v systémech zpracování dat především jako nezávislé zdroje záporného napětí, jako zdroje záporného napětí dynamických pamětí RAM přímo na deskách s plošnými spoji a jako lokální zdroje záporného napětí mikroprocesorových obvodů typu 8080 a 8085.

Funkční skupinové zapojení integrovaného obvodu U7660DC je na obr. 139. Na společném čipu je sdružen stabilizátor stejnosměrného napětí, os-

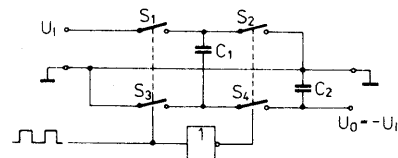
cilátor RC, dělič 2:1, čtyři výkonové tranzistory MOS a zapojení pro přepínání logiky. Logické zapojení udržuje na substrátu nejzápornější napětí a zajišťuje, že substrát tranzistorů MOS s vodivostí n bude mít vždy potřebné závěrné napětí, čímž se zamezí zablokování funkce měniče. Nezatížený oscilátor pracuje s kmitočtem 10 kHz.

Měničový obvod U7660DC se dodává v plastovém pouzdru DIL-8 s 2x čtyřmi vývody ve dvou řadách s odstupem 2,5 mm a vzdáleností řad vývodů 7,5 mm podle normy TGL 26 713. Funkce vývodů: 1 — vývod není zapojen, 2 — přívod kladné elektrody kondenzátoru C_1 , 3 — zem, 4 — přívod —pólu kondenzátoru C_1 , 5 — výstup, 6 — vývod LV (spojuje se se zemí pro obcházení vnitřního sériového regulátoru a zlepšení funkce při malém napětí; při středním a větším napětí od +3,5 do 10 V zůstává vývod LV volný, čímž se zabrání zablokování funkce měniče), 7 — vstup oscilátoru, 8 — připoj kladného napájecího napětí.

Popis funkce

Integrovaný obvod U7660DC obsahuje všechny potřebné součástky pro funkci měniče záporného napětí s výjimkou dvou vnějších kondenzátorů C_1 a C_2 . Oba kondenzátory mají být elektrolytické s předepsanou polaritou. Způsob provozu měniče si k lepšímu pochopení popíšeme na příkladu zapojení ideálního měniče záporného napětí podle obr. 140.

Ideální zdvojnásobč napětí se skládá ze spínačů S_1 až S_4 a kondenzátorů C_1 a C_2 . Dvojice spínačů S_1 , S_3 a S_2 , S_4 řídí v protifázi inverter. V první polovině pracovního cyklu jsou sepnuty spínače S_1 a S_3 , spínače S_2 a S_4 jsou rozpojeny. Během doby sepnutí spínačů se nabíjí kondenzátor C_1 až na velikost vstupního napětí U_I . V druhé polovině pracovního cyklu jsou spínače S_1 a S_3 rozpojeny, spínače S_2 a S_4 sepnuty. Tím je kladná elektroda kondenzátoru



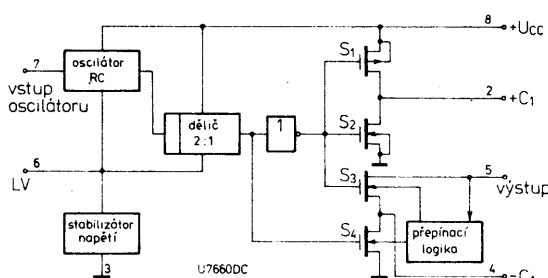
Obr. 140. Základní funkční zapojení měniče záporného napětí

C_1 uzemněna, záporná elektroda spojena s kondenzátorem C_2 . Vzniklým propojením kondenzátorů proteče náboj z kondenzátoru C_1 do kondenzátoru C_2 , takže na kondenzátoru C_2 bude záporné napětí. Oba pracovní cykly se stále opakují, na kondenzátoru C_2 je výsledné napětí stejné jako přiváděné vstupní napětí U_I , však obrácené polarity. Ideální spínač předpokládá nezatížený výstup a tudíž výstupní napětí stejné jako vstupní napětí. Integrovaný obvod U7660DC se svou funkcí přibližuje popsané funkci ideálního spínače mnohem lépe než jiné existující mechanické či jiné měniče.

Všechny čtyři použité spínače v integrovaném obvodu U7660DC jsou výkonové spínače MOS (viz obr. 139 a 140). Spínač S_1 je tranzistor s vodivostí typu p, ostatní tři spínače S_2 až S_4 mají vodivost typu n. Hlavní problém tohoto řešení integrace použitých součástek spínačů spočívá v tom, že substráty spínačů S_3 a S_4 musí mít vždy obrácené předpětí vůči jejich emitorům, avšak ne tak velké, aby degradovalo jejich vnitřní odpor v sepnutém stavu. Navíc na začátku provozu (při spouštění měniče) a při zkratu výstupního obvodu, kdy je výstupní napětí U_O rovno napájecímu napětí U_{CC} , se musí automaticky sledovat předpětí substrátu a upravovat na potřebnou velikost. Nedokonalý způsob sledování těchto změn a automatického řízení předpětí má za následek větší spínací ztrátu měniče a pravděpodobné zablokování funkce měniče.

Tab. 32. Elektrické údaje U7660DC

Mezní údaje	
Napájecí napětí:	$U_{CC} = 0$ až 10,5 V.
Doba přípustného výstupního zkratového proudu při $U_{CC} \leq 5,5$ V ¹⁾ :	I_{OS} neomezený.
Ztrátový výkon ²⁾ :	$P_{tot} \leq 300$ mW.
Vstupní napětí oscilátoru ³⁾ :	
$U_{CC} < 5,5$ V:	$U_{osc} = -0,3$ až $U_{CC} + 0,3$ V.
$U_{CC} > 5,5$ V:	$U_{osc} = U_{CC} - 5,5$ až $U_{CC} + 0,3$ V.
Vývod LV, $U_{CC} \geq 5,5$ V:	vývod musí zůstat volný.
Provozní údaje v měřicím zapojení (obr. 141)	
Napájecí napětí	
spínač LV otevřen, dioda D_X na výstupu:	$U_{CC} = 3,5$ až 10 V,
spínač LV otevřen, bez diody D_X na výstupu:	$U_{CC} = 3,5$ až 6,5 V,
spínač LV sepnut, dioda D_X na výstupu:	$U_{CC} = 2,0$ až 4,0 V,
spínač LV sepnut, bez diody D_X na výstupu:	$U_{CC} = 2,0$ až 4,0 V.
Rozsah provozních teplot okolí:	$\theta_a = 0$ až $+70$ °C.
Charakteristické údaje	
Platí při $\theta_a = 25$ °C, $C_1 = C_2 = 10$ μ F, vývod 7 volný	
Napájecí proud:	
$U_{CC} = 5$ V, $R_L = \infty$, LV otevřen:	$I_{CC} =$ jmen. 110; ≤ 500 μ A.
Výstupní odpor ⁴⁾ :	
$U_{CC} = 5$ V, $I_O = 20$ mA, LV otevřen:	$R_O =$ jmen. 55; ≤ 100 Ω .
$U_{CC} = 2$ V, $I_O = 3$ mA, LV sepnut:	$R_O \leq 300$ Ω .
Účinnost napětového převodu ⁵⁾ :	
$U_{CC} = 5$ V, $R_L = \infty$, LV otevřen:	$\eta_U =$ jmen. 99,9; ≥ 97 %.
Výkonová účinnost ⁶⁾ :	
$U_{CC} = 5$ V, $I_O = 2$ mA, LV otevřen:	$\eta_{PW} =$ jmen. 95; ≥ 87 %.



Obr. 139. Funkční skupinové zapojení U7660DC

- Při provozním napětí $U_{CC} > 5,5$ V se musí zabránit jakýmkoli zkratům na výstupu.
- Přípustný ztrátový výkon se musí při teplotě okolí $\theta_a \geq 50$ °C lineárně zmenšit o 5,5 mW/K.
- Spojení jednoho vývodu s napětím větším než $U_{CC} + 0,3$ V nebo zemním potenciálem menším o 3,3 V může způsobit zničení součástky. Napětí se smí přivést na vstupy teprve po připojení napájecího napětí.

- Výstupní odpor je dán vztahem $R_O = \frac{U_{CC} - U_O}{I_O}$
- V měřicím zapojení.

- Výkon P_W je dán vztahem $P_W = \frac{I_O U_L}{(U_{CC} + I_O) U_{CC}}$

Popsaný problém automatického udržování předpětí substrátů obou tranzistorů je vyřešen v systému obvodu U7660DC logickým zapojením, kterým se sleduje výstupní napětí U_o společně s převodníkem úrovně a spínači substrátů tranzistorů S_3 a S_4 . Výsledkem je vždy přesná potřebná úroveň napětí k udržení žádného záporného předpětí.

Napětový regulátor obvodu U7660DG se integrálně podílí na funkci protiblokovacího zapojení, i když jeho napětový úbytek zabraňuje provozu měniče při velmi malých napětích. K zajištění provozu měniče při malých napětích do 3,5 V se z tohoto důvodu musí vývod LV (vývod 6) spojit se zemním potenciálem, čímž se regulátor napětí vyřadí z provozu. Při napájení měniče napětím větším než 3,5 V se musí ponechat vývod LV volný (nezapojený), čímž se uvede do provozu kontrolní zapojení pro případné zablokování činnosti měniče a zabránění případnému zničení integrovaného obvodu.

Teorie napěťových měničů předpokládá účinnost měničů 100 %, jsou-li dodrženy následující podmínky:

- budící obvody spotřebují minimální výkon,

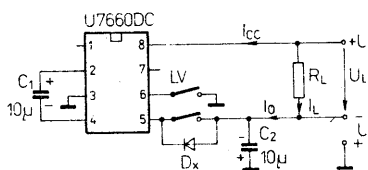
— výstupní spínače budou mít extrémně malý odpor v sepnutém stavu a žádnou skutečnou vzájemnou odchylku, — impedance „čerpacího“ a zásobníkového kondenzátoru je nepatrná při předepsaném „čerpacím“ kmitočtu.

Popisovaný integrovaný obvod U7660DC se přibližuje k vyjmenovaným podmínkám při provozu jako měnič záporného napětí za předpokladu, že se použijí kondenzátory C_1 a C_2 s velkými kapacitami. Energie se ztrácí pouze přenosem náboje mezi kondenzátory, nastane-li změna napětí. Ztrátu energie je možné definovat vztahem.

$$E = 0,5C_1 (U_1^2 - U_2^2),$$

kde U_1 a U_2 jsou napětí na kondenzátoru C_1 během cyklu čerpání energie a přenosu náboje.

Je-li impedance kondenzátorů C_1 a C_2 poměrně velká při čerpacím kmitočtu ve srovnání s odporem zatěžovacího rezistoru R_L (viz obr. 141), budou mezi napětím U_1 a U_2 rozdíly. Proto je žádoucí používat kondenzátor C_2 s pokud



Obr. 141. Měřicí zapojení integrovaného obvodu U7660DC

možno co největší kapacitou, čímž se zmenší zvlnění výstupního napětí na nejmenší možnou míru. Rovněž se doporučuje použít kondenzátor C_1 s odpovídající co největší kapacitou, neboť tím se dosáhne maximální možné provozní účinnosti.

Několik doporučení a rad konstruktérům pro praktické využití obvodů U7660DC pro napěťové měniče:

Největší přípustné napájecí napětí, dané mezními údaji, se nesmí v žádném případě překročit.

K přemostění vnitřního napěťového stabilizátoru se musí spojit vývod 6 (LV) při malých vstupních napětích v rozsahu od 2,0 do 3,5 V se zemním potenciálem (vývod 3).

Při vstupních napětích měniče větších než 4 V musí zůstat vývod 6 (LV) volný (nezapojený), čímž se uvede do provozu protiblokovací funkce.

Při vstupních napětích větších než 6,5 V se musí použít v obvodu vývodu 5 ochranná dioda D_x. Výstupní napětí se tím zmenší o úbytek napětí na diodě v propustném směru. Z tohoto důvodu se doporučuje používat diody s menším úbytkem napětí v propustném směru (s větší vodivostí, jako např. KA221, KA261 TESLA apod.).

Mezi vstupem a výstupem se musí bezpodmínečně zabránit jakýmkoli zkratům. Zvláště při napájecích napětích větších než 5,5 V hrozí zničení obvodu.

Doporučuje se používat elektrolytické kondenzátory s co nejmenším zbytkovým proudem, čímž se zvětší účinnost a zmenší vnitřní ztráty napětového měniče. Použijí-li se pólované elektrolytické kondenzátory, kladná elektroda kondenzátoru C_1 se musí spojit s vývodem 2 obvodu U7660DC, záporná elektroda s vývodem 4; kladná elektroda kondenzátoru C_2 se musí spojit se zemí.

Kmitočet oscilátoru je bez vnějších součástek při napájecím napětí 5 V asi 10 kHz. Na vývodu 2 a 4 je přitom poloviční kmitočet oscilátoru. Připojením přídavného kondenzátoru ke vstupu oscilátoru (vývod 7) je možné v případě potřeby snížit pracovní kmitočet oscilátoru. Připojením vnějšího hodinového signálu s jiným kmitočtem k vývodu 7 je možné přebudit vnitřní oscilátor a změnit jeho kmitočet.

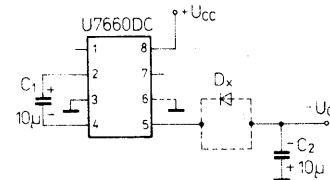
Doporučuje se používat přídavný kondenzátor s kapacitou 0,1 μF (diskový nebo keramický) k blokování vývodu 8 (přívod napájecího napětí) vůči zemi, kterým se omezí náběh vstupního napětí přibližně na 2 V/ μs .

Integrovaný obvod U7660DC je zdařilou obdobou jak elektrickou, tak mechanickou napětového měniče výrobce GE Intersil typu ICL7660CPA, s nímž je přímo zaměnitelný, i když se v některých parametrech mírně odlišuje.

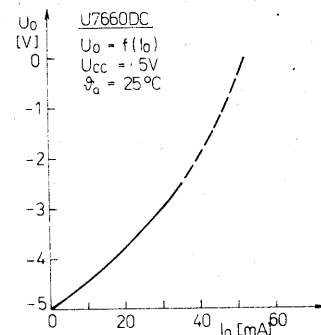
Typická doporučená zapojení

Nejčastěji používané zapojení obvodu U7660DC je jako generátor zdroje záporného napětí. Typické zapojení měniče podle obr. 142 slouží jako zdroj záporného napětí v rozmezí 2 až 10 V za předpokladu, že se měnič napájí kladným napětím v rozmezí od 2 do 10 V. Vývod LV (číslo 6) se musí při provozu s napětím od 2 V do 3,5 V spojit se zemí. Do výstupního obvodu (vývod 5) se musí zapojit sériová dioda D_x libovolného typu, pólována katodou k vývodu 5 (je nutná pro správnou funkci měniče s napětím větším než 3,5 V, popřip. též při vyšší provozní teplotě).

Výstupní charakteristika zapojení podle obr. 143 je podobná přibližně ideálnímu napětovému zdroji se sériovým odporem 55 Ω . Při zatěžovacím proudu -10 mA a napájecím napětí $+5$ V je výstupní napětí $-4,3$ V. Dynamická výstupní impedance, ovlivněná



Obr. 142. Typické zapojení měniče záporného napětí s obvodem U7660DC



Obr. 143. Závislost výstupního napětí na výstupním proudu měniče záporného napětí s obvodem U7660DC

impedancí kondenzátoru, je přibližně dána poměrem $1/\omega C$, proto za předpokladu, že

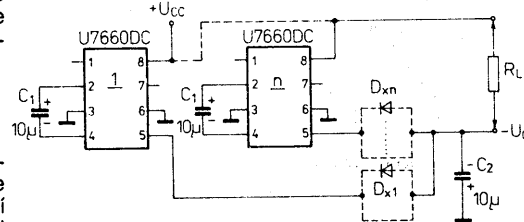
$C = C_1 = C_2$, bude platit

$$\frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi f_0 \cdot 10^{-5}} \doteq 3 \Omega,$$

kde C je kapacita kondenzátoru ($10 \mu\text{F}$), f_0 polovina oscilačního kmitočtu (5 kHz).

Při napájecím napětí v rozsahu od 2 do 6,5 V bude výstupní napětí $-U_o$ rovno napájecímu napětí U_{CC} . Při napájecím napětí od 6,5 V do 10 V bude výstupní napětí $-U_o$ rovno rozdílu napětí $U_{CC} - U_{FDX1}$, kde U_{FDX1} je úbytek napětí na diodě (ve výstupním obvodu měniče) v propustném směru.

Vyžadujeme-li menší výstupní odpor napětového měniče, můžeme paralelně spojit jakýkoli počet integrovaných obvodů U7660DC. Základní zapojení měničů s n integrovaných obvodů je na obr. 144. Zásobníkový kondenzátor C_2



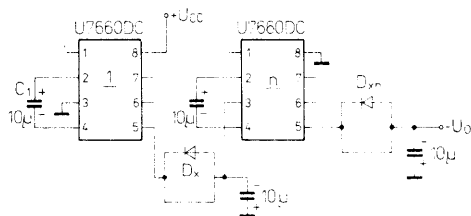
Obr. 144. Paralelní spojování integrovaných obvodů U7660DC pro snížení výstupního odporu měniče záporného napětí

slouží pro všechny paralelně spojené obvody. Každý integrovaný obvod však musí mít vlastní „čerpací“ kondenzátor C_1 . Výsledný zmenšený výstupní odpor měniče R_{OP} určuje přibližný vztah

$$R_{OP} = \frac{R_O}{n},$$

kde n je počet paralelně spojených integrovaných obvodů, R_0 výstupní odpor jednoho obvodu U7660DC.

Kaskádní zapojení dvou nebo několika obvodů U7660DC podle obr. 145 je možné použít k násobení záporného



Obr. 145. Kaskádní zapojení integrovaných obvodů U7660DC, které slouží k násobení záporného výstupního napětí

výstupního napětí, které pak bude větší než napájecí napětí měniče. Praktická hranice počtu kaskádně zapojených obvodů je omezena konečnou účinností obvodů, kterých se může kaskádně zapojit nejvýše 10. Maximální napájecí napětí 10 V se nesmí překročit u žádného obvodu. Výstupní napětí měniče je definováno vztahem

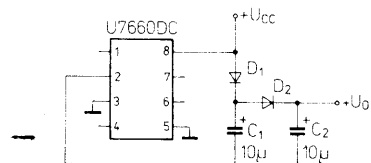
$$-U_o = -n(U_{cc}) \text{ při } U_{cc} = 2,0 \text{ V až } 6,5 \text{ V,}$$

$$-U_o = -n(U_{cc} - U_{FD}) \text{ při } U_{cc} = 6,5 \text{ V až } 10 \text{ V,}$$

kde n je počet kaskádně zapojených obvodů U7660DC.

Výsledný výstupní odpor bude dán přibližně součtem výstupních odporů jednotlivých obvodů U7660DC podle vztahu

$$R_{OK} \approx \sum_{i=1}^n R_{O_i}$$



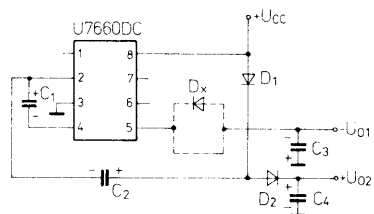
Obr. 146. Zapojení měniče kladného výstupního napětí s U7660DC

Integrovaný obvod U7660DC se může použít rovněž k násobení kladného napětí v zapojení podle obr. 146. V tomto případě se využívá čerpacího invertujícího spínače obvodu k nabíjení kondenzátoru C_1 až na napětí rovnou úrovni, danou rozdílem napájecího napětí a úbytku napětí v propustném směru diody D_1 . Během pracovního cyklu se přivádí součet napětí z kondenzátoru C_1 a napájecího napětí přes diodu D_2 na kondenzátor C_2 . Na kondenzátoru C_2 proto bude výstupní napětí dané vztahem

$$+U_o = 2U_{cc} - 2U_{FD}$$

neboli dvojnásobek napájecího napětí, zmenšený o součet úbytků napětí na diodách D_1 a D_2 . Výstupní odpor násobiče kladného napětí závisí na výstupním zatěžovacím proudu. Jako typický při napájecím napětí +5 V a výstupním zatěžovacím proudu 10 mA se uvádí výstupní odpor asi 60 Ω .

Zapojení podle obr. 147 sdružuje funkci jednoduchého měniče zápor-



Obr. 147. Jednoduchý měnič napětí s U7660DC s jedním kladným a jedním záporným výstupním napětím

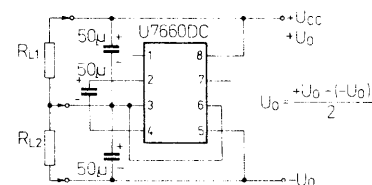
ného napětí a zdvojovače kladného napětí, v němž se používá pouze jeden obvod U7660DC. Tímto zapojením je možné získat na výstupu jedno kladné napětí +9 V a jedno záporné napětí -5 V při napájecím napětí měniče +5 V. Kondenzátory C_1 a C_3 slouží jako čerpací a zásobníkové kondenzátory při generování záporného napětí, kondenzátory C_2 a C_4 pro zdvojení kladného napětí. Popsaný kombinovaný zdroj má jisté nevýhody. Využití měniče k vytvoření přídatného kladného napětí zvětšuje výstupní impedanci společného budiče „nábojového čerpadla“ na vývodu 2 integrovaného obvodu. Výstupní záporné napětí je dáno vztahem

$$-U_{O1} = U_{cc} - U_{FDx},$$

kladné výstupní napětí

$$+U_{O2} = 2U_{cc} - U_{FD1} - U_{FD2}.$$

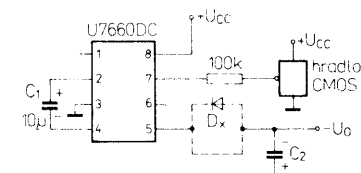
Obousměrné charakteristiky integrovaného obvodu U7660D je možno využít k rozdělení většího napětí do dvou polovin v zapojení podle obr. 148.



Obr. 148. Zapojení měniče s obvodem U7660DC se symetrickým výstupním napětím

Kombinovaná zátěž se rozdělí rovnoměrně do dvou polovin (R_{L1} , R_{L2}). Protože spínač je rozdělen paralelní zátěží, je výstupní impedance mnohem menší než u základního měniče a z výstupu se může odebírat větší proud. Popsané zapojení při napájecím napětí +5 V vytvoří na výstupu symetrické napětí +5 V a -5 V. Rozšíří-li se měnič na kaskádní zapojení podle vzoru na obr. 145, je možné při napájecím napětí +15 V získat na výstupech symetrická napětí +7,5 V a -7,5 V, popříp. měnič upravit na zdroj jednoho napětí -15 V. Takto upravený zdroj má však podstatně větší sériový výstupní odpor (okolo 250 Ω).

Některá praktická použití měničů s obvodem U7660DC vyžadují změnu kmitočtu vnitřního oscilátoru ať již z důvodu případného šumu či z jiných důvodů. Zvýšit oscilační kmitočet je možné přivedením vnějšího signálu hodinového kmitočtu na vstup oscilátoru a přebuzením oscilátoru v zapojení podle obr. 149. Spolehlivý provoz vyža-

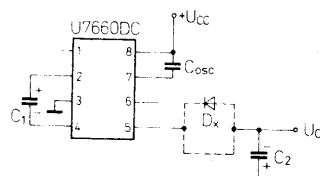


Obr. 149. Způsob připojení vnějšího signálu hodinového kmitočtu k měniči napětí U7660DC

duje zařadit sériový rezistor s odporem 100 k Ω do obvodu mezi vstupem vnitřního oscilátoru obvodu a výstupem vnějšího generátoru. Má-li konstruktér k dispozici generátor vnějšího hodinového signálu s logikou TTL, je žádoucí použít rezistor s odporem 10 k Ω mezi výstupem generátoru a kladným napájecím napětím U_{cc} . Čerpací kmitočet

s vnějším hodinovým signálem stejně jako s vnitřním generátorem je polovinou oscilačního kmitočtu. Výstupní přenos nastává s kladnou náběhovou hranou hodinového signálu.

Zvětšit účinnost měniče s obvodem U7660DC je možné snížením oscilačního kmitočtu při malé úrovni zátěže. Zmenšit ztráty během spínání je možné v typickém zapojení podle obr. 150. Snížení kmitočtu oscilátoru má



Obr. 150. Zapojení pro snížení pracovního kmitočtu vnitřního oscilátoru obvodu U7660DC

ovšem za následek nežádoucí zvětšení impedance čerpacího (C_1) a zásobníkového (C_2) kondenzátoru. Uvedenou skutečnost je možné vyvážit zvětšením kapacity kondenzátorů C_1 a C_2 o stejný součinitel, kterým byl snížen kmitočet oscilátoru. Například přidáním kondenzátoru 100 pF mezi vývod 7 (vstup oscilátoru) a kladný pól napájecího napětí U_{cc} se sníží kmitočet oscilátoru o 1 kHz (činitel 10) od jeho jmenovitého kmitočtu 10 kHz. Proto je nutné o stejný činitel zvětšit kapacity kondenzátorů C_1 a C_2 (z 10 μ F na 100 μ F).

Řídicí obvod optoelektronických zobrazovačů LED, UL1970N

Integrovaný obvod UL1970N polské výroby podniku UNITRA-CEMI je řídicí obvod optoelektronických zobrazovacích jednotek, složených ze šestnácti svítivých diod. Obvod je určen k použití jako řídicí prvek pro indikátory vybuzení či jiných elektronických stavů jako vyladění přijímaných rozhlasových stanic v přijímačích, vyhodnocování v měřicí a kontrolní technice. Funkční skupinové zapojení je na obr. 151.

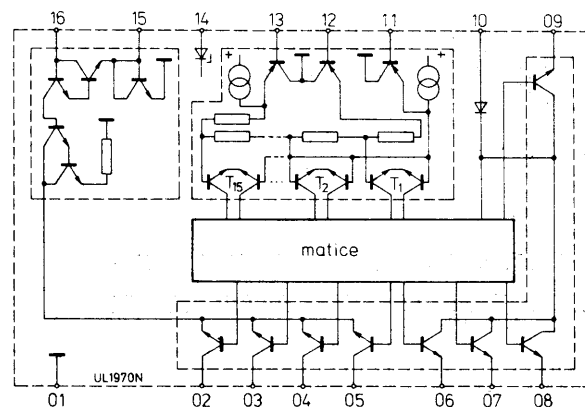
Integrovaný obvod je v plastovém pouzdru DIL-16 typu CE71 s 2 \times osmi vývody ve dvou řadách. Funkce vývodů: 01 — zemnicí bod, 02 až 05 — výstupy pro připojení katod svítivých diod, 06 až 09 — výstupy pro připojení anod svítivých diod, 10 — napájecí kladné napětí $+U_{cc}$, 11 — vstup řídicího napětí U_{11} , 12 — referenční napětí maximální U_{REFmax} , 14 — anoda vnitřního stabilizátoru, 15 — vstupní napětí U_{11} , 16 — vstupní napětí U_{PH} .

Integrovaný obvod UL1970N se skládá ze čtyř funkčních skupin — z porovnávacího zapojení vstupního napětí, matice, řídicího zapojení pro rozsvěcování světelných diod, regulačního zapojení intenzity jasu svítivých diod zobrazovače.

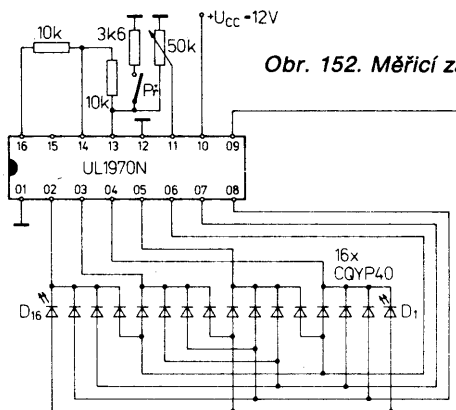
V porovnávacím zapojení vstupního napětí, v důsledku použití napětových sledovačů, nepřekročí vstupní proud vstupů (vývody 11, popříp. 12 a 13) asi 2 μ A. Předností tak malého vstupního proudu je, že obvod nezatěžuje připojené spolupracující obvody. Zapojení rozeznává tři vstupní signály: řídicí

Tab. 33. Elektrické údaje UL1970N
Mezní údaje ($\theta_a = 25^\circ\text{C}$)

Napájecí napětí:	$U_{CC} = 11 \text{ až } 18 \text{ V.}$
Vstupní napětí řídicího vstupu:	$I_{11} \leq 6 \text{ V.}$
Vstupní napětí referenčních vstupů:	$I_{12} \leq 6 \text{ V.}$ $I_{13} \leq 6 \text{ V.}$
Výstupní stabilizovaný proud:	$I_{OZ14} \leq 5 \text{ mA.}$
Ztrátový výkon celkový:	$P_{tot} \leq 0,6 \text{ W.}$
Rozsah pracovních teplot okolí:	$\theta_a = -25 \text{ až } +70^\circ\text{C.}$
Rozsah skladovacích teplot:	$\theta_{stg} = -40 \text{ až } +125^\circ\text{C.}$
Charakteristické údaje	
Platí při $\theta_a = 25^\circ\text{C}$, $U_{CC} = 12 \text{ V}$	
Napájecí proud obvodu, $I_{14} = 0$, $I_{16} = 0$:	$I_{CC} = \text{jmen. } 4; \leq 10 \text{ mA.}$
Vstupní proud řídicího vstupu:	$-I_{11} \geq 2 \mu\text{A.}$
Vstupní proud referenčního vstupu:	$-I_{12} \geq 2 \mu\text{A,}$ $-I_{13} \geq 2 \mu\text{A.}$
Rozdíl referenčního napětí:	$\Delta U_{12}/U_{13} = 1,4 \text{ až } 6 \text{ V.}$
Rozdíl referenčního napětí, pro plynulé řízení rozsvěcování světelných diod:	$\Delta U_{12}/U_{13} \geq 1,4 \text{ V.}$
pro skokové rozsvícení světelných diod:	$\Delta U_{12}/U_{13} \geq 4 \text{ V.}$
Stabilizované napětí, $I_{14} = 300 \mu\text{A}:$	$U_{14} = \text{jmen. } 5; \leq 6 \text{ V,}$
$I_{14} = 5 \text{ mA}:$	$U_{14} \geq 4,5 \text{ V.}$
Vstupní napětí referenčního vstupu, maximální:	$U_{13 \text{ REF max}} = 1,4 \text{ až } 6 \text{ V,}$
minimální:	$U_{12 \text{ REF min}} = 0 \text{ až } 4,6 \text{ V.}$
Tolerance předních napětí použitých svítivých diod:	$\Delta U_F \leq 0,5 \text{ V.}$
Výstupní proud pro řízení svítivých diod:	$I_O \leq 50 \text{ mA.}$



Obr. 151. Funkční skupinové zapojení řídicího obvodu UL1970N zobrazovačů LED



Obr. 152. Měřicí zapojení UL1970N

napětí U_{11} , dolní referenční napětí $U_{12 \text{ REF min}}$ a horní referenční napětí $U_{13 \text{ REF max}}$.

Řídicí vstupní napětí U_{11} se porovnává pomocí rozdílových zesilovačů s každým ze šestnácti prahových napětí, příslušejících do uzavřeného rozsahu, vymezeného napětím $U_{13 \text{ max}}$ a $U_{12 \text{ min}}$, určenými referenčními napětími U_{13} a U_{12} . K zajištění stálosti jmenovaných napětí se může použít výstupní napětí vnitřního stabilizátoru, který je vyveden na samostatný vývod obvodu. Informace o výsledku porovnávání napětí se přivádějí do maticové jednotky, kde se přemění na řídicí informace pro přímé řízení připojených svítivých diod. Součástí tohoto zapojení je osm pracovních tranzistorů. K tomu, aby svítila jedna ze šestnácti svítivých diod, musí být ve vodivém stavu současně dva tranzistory.

Čtvrtá funkční skupina plní funkci regulátoru jasu svítivých diod, a to změnou proudu proudového zdroje, z něhož jsou napájeny všechny diody.

Na obr. 152 je měřicí zapojení obvodu UL1970N, z něhož je patrný způsob připojení a spolupráce svítivých diod. Při rozpojeném přepínači, kdy uvažujeme vstupní proudy I_{11} , I_{12} a I_{13} jako zanedbatelné malé, můžeme stanovit výstupní napětí $U_{13} = 4,5 \text{ V}$. Protože napětí U_{12} je nulové, bude rozdíl napětí $U_{13} - U_{12} > 4 \text{ V}$. Výsledkem bude při změnách vstupního napětí U_{11} pohasnutí první svítivé diody, následující dioda se rozsvítí velmi rychle, skoro skokově. Při sepnutém přepínači se změni napětí U_{13} , rozdíl napětí mezi vývody 12 a 13 bude asi 1,4 V. Nyní při změnách vstupního napětí U_{11} bude

postup zhasínání a rozsvěcování sériově zapojených svítivých diod pomalejší, což se bude projevovat plynulým přemísťováním svítícího bodu.

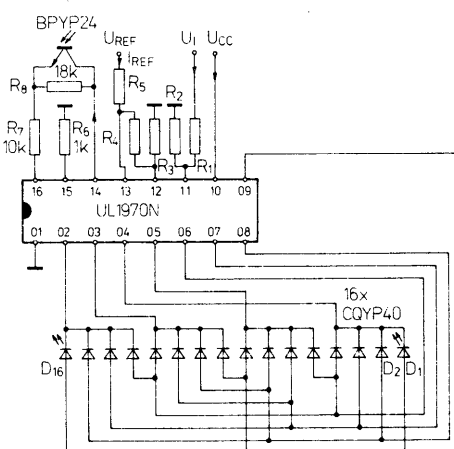
Doporučená zapojení

Základní zapojení integrovaného obvodu UL1970N, v němž mohou připojené světelné diody plnit funkci indikátoru naladění stanice na stupnici rozhlasového přijímače, je na obr. 153. Z provedeného rozboru zapojení platí následující vztahy a to za předpokladu, že $R_1 = R_5$ a $R_2 = R_3 + R_4$:

$$U_{REF}/(U_{13} - U_{12}) = (R_3 + R_4 + R_5)/R_4.$$

$$U_{REF}/U_{1 \text{ min}} = (R_3 + R_4)/R_3 = 1 + (R_4/R_3).$$

Bude proto platit $U_{1 \text{ max}} = U_{REF}$.
Dále uvedený příklad poslouží lepší názornosti výpočtu. Stanovíme si, že $U_{1 \text{ max}} = U_{CC} = 18 \text{ V} = U_{REF}$.

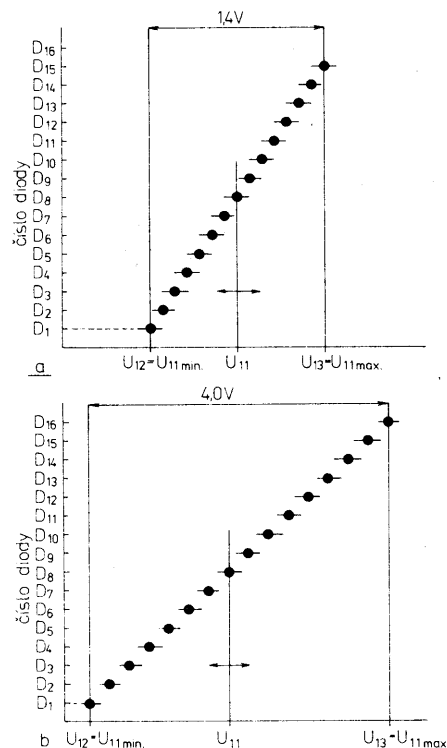


Obr. 153. Základní zapojení UL1970N ve spojení se 16 svítivými diodami

Využitím předchozích tří vztahů vycházíme z toho, že k rozsvícení sériově spojených světelných diod je nutná změna vstupního napětí o $\Delta U_1 = 1 \text{ V}$. Proto dostaneme:

$$U_{1 \text{ min}} = U_{1 \text{ max}} - 15\Delta U_1 = 3 \text{ V.}$$

K plynulému rozsvěcování sériově za-



Obr. 154. Grafická závislost rozsvěcování sériově zapojených svítivých diod v závislosti na vstupním napětí; a) platí při $U_{13} - U_{12} = 1,4 \text{ V}$, b) platí při $U_{13} - U_{12} = 4,0 \text{ V}$

pojených diod, kdy je $U_{13} - U_{12} = 1,4 \text{ V}$, platí vztahy:

$$(R_3 + R_4 + R_5)/R_4 = 18/1,4 = 12,9,$$

$$R_4/R_3 = (18/3) - 1 = 5.$$

Ke skokovému rozsvěcování sériově zapojených diod, kdy je $U_{13} - U_{12} = 4 \text{ V}$, platí vztahy

$$(R_3 + R_4 + R_5)/R_4 = 18/4 = 4,5,$$

$$R_4/R_3 = (18/3) - 1 = 5.$$

Abychom nemuseli uvažovat vstupní proudy I_{11}, I_{12}, I_{13} , stanovíme referenční proud I_{REF} asi $100 \mu\text{A}$, takže bude platit $R_3 + R_4 \approx 150 \text{ k}\Omega$.

Odpory rezistorů pak jsou:

— v případě plynulého rozsvěcování svítivých diod

$$R_1 = 140 \text{ k}\Omega = R_5, \quad R_3 = 2,4 \text{ k}\Omega,$$

$$R_2 = 15 \text{ k}\Omega, \quad R_4 = 12 \text{ k}\Omega;$$

— v případě skokového rozsvěcování svítivých diod

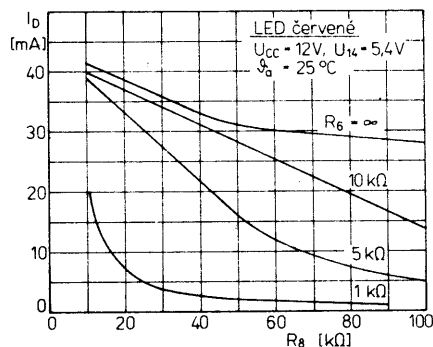
$$R_1 = 110 \text{ k}\Omega = R_5, \quad R_3 = 5,6 \text{ k}\Omega,$$

$$R_2 = 39 \text{ k}\Omega, \quad R_4 = 33 \text{ k}\Omega.$$

Závislost rozsvěcování sériově zapojených svítivých diod na vstupním napětí je v tabulce a graficky znázorněna na obr. 154.

Dioda	Napětí U_1 [V]
D_1	< 4
D_2	4
D_3	5
D_4	6
\vdots	\vdots
D_{14}	16
D_{15}	17
D_{16}	> 17

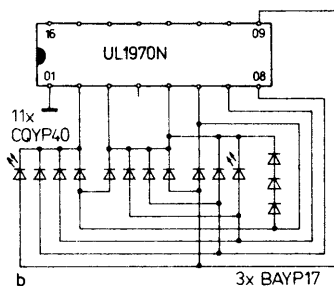
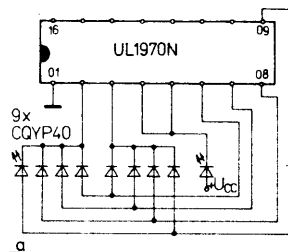
Použije-li se ve spojení s řídícím obvodem UL1970N fototranzistor, lze regulovat jas svítivých diod v závislosti na vnějším osvětlení. Proud svítivými diodami je možné měnit rovněž změnou odporu rezistorů R_6 a R_8 shodně s diagramem na obr. 155. Při



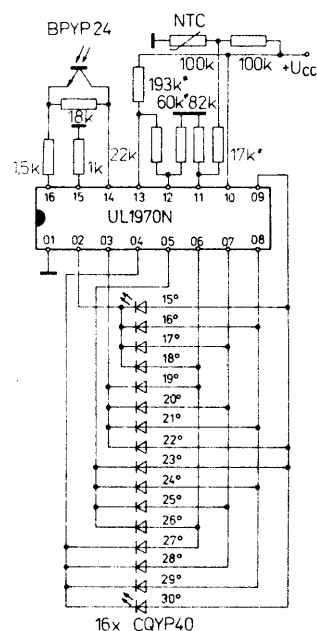
Obr. 155. Závislost proudu červeně svítící svítivé diody v závislosti na odporu rezistoru R_8 při konstantních rezistorech R_6 (viz obr. 153)

odporech rezistorů podle obr. 153 se změní proud protékající jednotlivými diodami z 5 mA v době uzavření fototranzistoru na 20 mA , kdy je fototranzistor zcela otevřen vlivem osvětlení okolí.

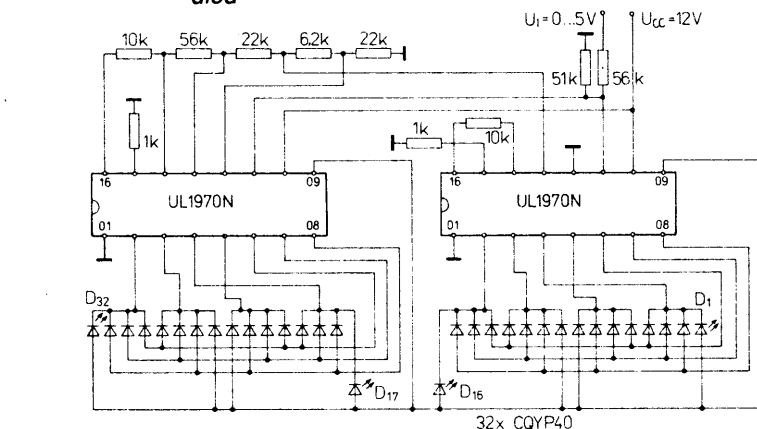
Integrovaný obvod UL1970N může pracovat i s menším počtem svítivých diod v zapojení podle obr. 156. Obráceně, sériovým spojením dvou obvodů UL1970N podle obr. 157 lze řídit 30 svítivých diod. Zapojení je navrženo tak, že horní hranice referenčního napětí prvního obvodu splývá s dolní hranicí referenčního napětí druhého obvodu. Tato úprava způsobuje, že po diodě č. 15 se rozsvítí diody D_{16} a D_{18} .



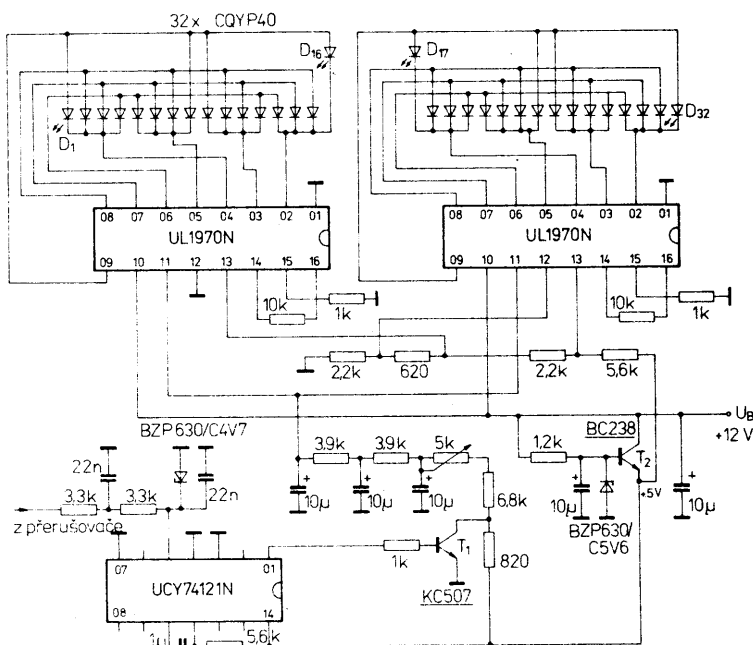
Obr. 156. Doporučené zapojení UL1970N pro spolupráci s menším počtem svítivých diod; a) devět připojených diod, b) jedenáct připojených diod



Obr. 158. Zapojení pokojového termoměru s rozsahem $+15$ až $+30^\circ\text{C}$ s obvodem UL1970N



Obr. 157. Doporučené zapojení dvou obvodů UL1970N pro řízení 30 sériově zapojených svítivých diod



Obr. 159. Zapojení tachometru pro automobily se dvěma obvody UL1970N a třiceti svítivými diodami

Diody D_{16} a D_{17} nepracují jako součást vytvořené světelné stupnice, neboť jedna z nich je trvale ve stavu vodivém, tzn. když svítí jedna z diod D_1 až D_{15} (D_{18} až D_{32}), svítí současně dioda D_{17} (D_{16}). Odporů rezistorů jsou voleny tak, aby $U_1 = 0$ až 5 V, $U_{11} = 0$ až $2,4$ V, $U_{13} - U_{12} = 1,4$ V (každého obvodu). Při změnách vstupního napětí od 0 V do 10 V se musí zvolit odpory rezistorů $R_1 = 76$ k Ω , $R_2 = 24$ k Ω .

Neobvyklé zapojení pokojového teploměru s integrovaným obvodem UL1970N, který měří teplotu okolí v rozsahu $+15$ až $+30$ °C, je na obr. 158. Použije-li se doporučených součástek, rozsvítí se vždy jedna z řady svítivých diod. Citlivost teploměru na změnu teploty je 1 °C. K měření teploty se používá tepelné čidlo — termistor s tepelným součinitelem odporu asi $-5,1$ %/K. Závislost změny odporu termistoru na změně teploty musí být zcela lineární v teplotním rozsahu od $+15$ do $+30$ °C.

Přesnost měření teploměru ovlivňuje především kvalita použitého termistoru. Vlastní přesnost měřidla je $\pm 0,2$ °C. Napětí na vývodu 11 se pohybuje v mezích od $3,9$ do $5,4$ V. Použije-li se termistor s jiným teplotním součinitelem odporu, musí se vhodně upravit odpory rezistorů, označených hvězdičkou. Napájecí napětí termistoru musí být dobře stabilizované. Fototranzistor řídí jas svítivých diod v závislosti na vnějším osvětlení.

Na obr. 159 je zapojení rychloměru pro použití v automobilech, který pracuje se dvěma obvody UL1970N. Impulsy z přerušovače automobilu, jejichž rozkmit je omezen vstupním obvodem, jsou přiváděny na vstup B integrovaného logického obvodu UCY74121N. Na jeho výstupu dostaneme sled obdélníkových impulsů s konstantní dobou trvání, avšak s proměnným kmitočtem, který se pak přivádí na vstup dolní propusti. Napětí na výstupu propusti (je úměrné kmitočtu) řídí funkci dvou integrovaných obvodů UL1970N. Připojený sloupkový zobrazovač tvoří 30 svítivých diod (diody D_{16} a D_{17} nejsou součástí vytvořené světelné stupnice). Tranzistor T_2 stabilizuje napájecí napětí obvodu UCY74121N a dodává vzorkovací napětí k vytvoření referenčních úrovní integrovaných obvodů UL1970N.

Integrované obvody UL1970N polské výroby jsou plnou a velmi zdařilou elektrickou a funkční obdobou řídicího obvodu Siemens UAA170.

Řídicí obvod zobrazovačů se svítivými diodami, UL1980N

Integrovaný obvod polské výroby Unitra-CEMI je řídicí obvod pro řízení optoelektronických zobrazovačů složených ze dvanácti svítivých diod libovolné barvy svitu. Je vhodný pro použití v měřicích přístrojích, v rozhlasových přijímačích jako ukazatel naladění na zvolený kmitočet, ukazatel výstupního výkonu, vybudzení, v automobilové elektronice jako ukazatel hladiny paliva v nádrži, teploty chladicí kapaliny, teploty oleje, rychlosti otáčení motoru, skutečné rychlosti vozidla apod.

Funkční skupinové zapojení integrovaného obvodu UL1980N je na obr. 160. Obvod se skládá ze čtyř základních funkčních skupin: obvodu pro identifikaci vstupních napětí, matice, obvodu zapojujícího jednotlivé svítivé diody a řídicího obvodu intenzity jasu světelných diod.

Součástka je v plastovém pouzdru DIL-18 s $2 \times$ devíti vývody ve dvou řadách. Funkce vývodů: 01 — zemnicí bod, 02 — řízení jasu svítivých diod, 03 — referenční napětí maximální, 04, 05, 06, 07, 08, 09, 10, 11, 12, 13, 14, 15 — výstupy pro řízení svítivých diod č. 12, 11, 10, 9, 8, 7, 6, 5, 4, 3, 2 a 1, 16 — referenční napětí minimální, 17 — vstup řídicího napětí, 18 — připoj kladného napájecího napětí.

Vstupní obvod, složený ze tří tranzistorů p-n-p, z nichž každý pracuje v zapojení se společným kolektorem, nepřetržitě čte velikost přivedených vstupních napětí. Proud báze každého tranzistoru není větší než 1 μ A. Tento malý vstupní proud je příčinou, proč UL1980N prakticky nezatěžuje připojené spolupracující součástky a obvody. Zapojení rozeznává tři vstupní napětí: řídicí napětí U_{17} , referenční napětí minimální U_{16} a referenční napětí maximální U_3 .

Celý rozsah referenčního napětí, ohraničený určitou dolní a horní mezí, je uvnitř obvodu rozdělen do dvanácti úrovní prahových napětí. Vstupní řídicí napětí U_{17} je porovnáváno dvanácti komparátory s každým prahovým napětím. Informace o výsledcích porovnávání jsou pak předávány logickým členům, plnícím funkci dvouvstupových logických členů AND. Komparátory a členy AND patří do obvodu matice, který přímo vydává rozkazy do řídicího obvodu pro zapojuvání svítivých diod. V tomto obvodu pracuje 12 tranzistorů, rozdělených do tří sekcí po čtyřech tranzistorech. První tranzistor v sekci zapíná první diodu dané sekce. Druhý tranzistor spíná současně s vypnutím prvního (tento postup spínání probíhá plynule, nikoli skokově). Sepnutím druhého tranzistoru se rozsvítí druhá svítivá dioda a vlivem sériového zapojení diod v sekci se svit první diody udrží.

Svítili-li všechny diody, je v každé sekci vodivý jen poslední tranzistor. Rozdíl propustného napětí jednotlivých diod v sekci nesmí překročit 1 V. V jednotlivých sekcích se mohou použít svítivé diody s různou barvou záření, např. v první sekci čtyři červeně svítící diody, v druhé sekci čtyři žluté, ve třetí sekci čtyři zeleně svítící diody.

Čtvrtá funkční skupina je určena pro řízení intenzity jasu svítivých diod. Využívá se při tom změny kapacity proudového zdroje, který je zatížen rezistory pro vytváření napětí bázi pracovních tranzistorů. Tranzistory pracují v zapojení se společným emiteorem.

Z měřicího zapojení integrovaného obvodu UL1980N na obr. 161 je patrná spolupráce se svítivými diodami. Ke změně jasu diod slouží potenciometr P_1 (má odpor 100 k Ω), který je připojen přes rezistor R_3 k vývodu 02 integrovaného obvodu. Spolu s rezistorem R_7 tvoří napěťový dělič. Takto vytvořené zapojení reguluje proud, který protéká svítivými diodami, v mezích 0 až 10 mA. Jestliže se vývodu 02 nevyužije, je jas diod největší.

Při daných odporech rezistorů je horní mez referenčního napětí asi $1,1$ V (úbytek napětí, způsobený průtokem vstupních proudů I_3, I_{16}, I_{17} je zanedbatelný a neuvažujeme jej). Protože napětí U_{16} je rovno 0 V, je rovněž rozdíl napětí $U_3 - U_{16} = 1,1$ V. To způsobuje, že při zvětšení vstupního řídicího napětí U_{17} rozsvěcují jednotlivé diody pomalu — při vhodném umístění svítivých diod to působí dojemem plynulého prodlužování světelného sloupce. Použije-li se potenciometr P_2 s odporem 50 k Ω , je horní hranice referenčního napětí 4 V, neboť rozdíl napětí $U_3 - U_{16} = 4$ V. V tomto případě bude postup rozsvěcování svítivých diod rychlý, lze říci, že téměř skokový. Uvedený případ znázorňuje diagram na obr. 162.

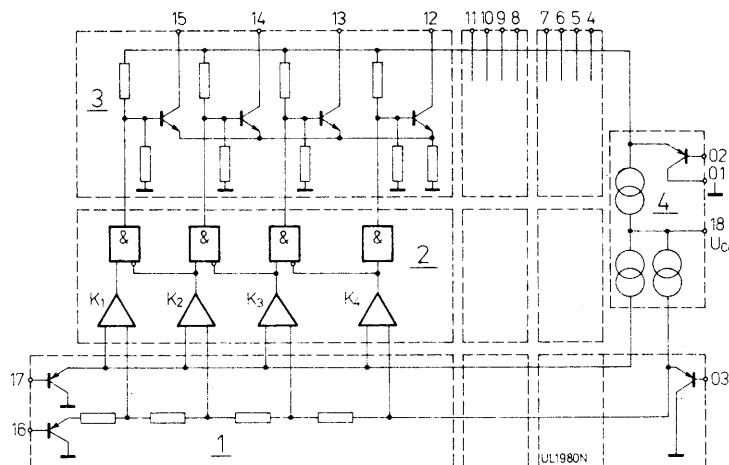
Základní provozní zapojení integrovaného obvodu UL1980M, který spolupracuje se 12 světelnými diodami, je na obr. 163. Potřebné vlastnosti vnějších součástek lze vypočítat podle následujícího postupu. Z analýzy použitého zapojení za předpokladu, že $R_2 = R_3 = R_4$, platí

$$\frac{U_{REF}}{U_3 - U_{16}} = \frac{R_3 + R_4 + R_5}{R_4} \quad (1),$$

$$\frac{U_{REF}}{U_{16}} = \frac{R_3 + R_4 + R_5}{R_3} \quad (2),$$

$$U_3 = U_{17 \max} = U_{1 \max} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (3),$$

$$\frac{U_{1 \max}}{U_{1 \min}} = \frac{U_3}{U_{16}} = \frac{R_3 + R_4}{R_3} \quad (4).$$



Obr. 160. Funkční skupinové zapojení integrovaného obvodu UL1980N

Tab. 34. Elektrické údaje UL1980N

Mezní údaje ($\theta_a = 25^\circ\text{C}$)	
Napájecí napětí:	$U_{CC} = 10 \text{ až } 18 \text{ V}$.
Vstupní napětí řídicího vstupu:	$U_{I17} \leq 6 \text{ V}$.
Vstupní napětí referenčních vstupů:	$U_{I13} \leq 6 \text{ V}$.
	$U_{I16} \leq 6 \text{ V}$.
Rozsah pracovních teplot okolí:	$\theta_a = -25 \text{ až } +70^\circ\text{C}$.
Rozsah skladovacích teplot:	$\theta_a = -40 \text{ až } +125^\circ\text{C}$.
Charakteristické údaje	
Platí při $\theta_a = 25^\circ\text{C}$, $U_{CC} = 12 \text{ V}$	
Napájecí proud obvodu, $I_2 = 0$, bez proudu svítivých diod:	$I_{CC} = \text{jmen. } 5,5; \leq 8,2 \text{ mA}$.
Vstupní proud řídicího vstupu:	$I_{I17} = \text{jmen. } 0,3; \leq 1 \mu\text{A}$.
Vstupní proud referenčních vstupů, $U_3 - U_{16} < 2 \text{ V}$:	$I_{I13} = I_{I16} = \text{jmen. } 0,3; \leq 1 \mu\text{A}$.
Rozdíl napětí referenčních vstupů, pro plynulé rozsvěcování svítivých diod:	$\Delta U_{16}/U_3 \geq 1 \text{ V}$.
pro skokové rozsvícení svítivých diod:	$\Delta U_{16}/U_3 \geq 4 \text{ V}$.
Tolerance předních napětí použitých svítivých diod:	$\Delta U_F \leq 1 \text{ V}$.
Výstupní proud pro řízení svítivých diod:	$I_O = \text{jmen. } 10 \text{ mA}$.

Abychom mohli zanedbat vstupní proudy I_{11} , I_{12} , I_{13} , předpokládáme, že referenční proud bude

$$I_{REF} = \frac{U_{REF}}{R_3 + R_4 + R_5} = 0,1 \text{ mA} \quad (5).$$

K lepšímu pochopení přispěje praktický příklad výpočtu. Jsou dány následující provozní podmínky:

$$U_{CC} = U_{REF} = 16 \text{ V}, \quad U_{Imin} = 4 \text{ V}, \quad U_{Imax} = 18 \text{ V}.$$

Požadujeme, aby postupné spínání svítivých diod probíhalo rychle.

Řešení: Poslední požadavek na spínání svítivých diod bude splněn, bude-li $U_3 - U_{16} = 4 \text{ V}$. Při výpočtu odporů vnějších rezistorů v zapojení podle obr. 163 lze použít výše uvedené vzorce:

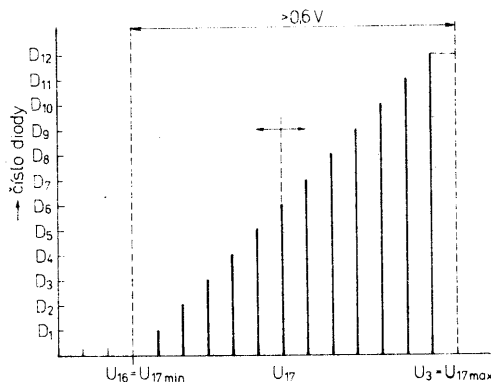
$$R_3 + R_4 + R_5 = \frac{U_{REF}}{I_{REF}} = 160 \Omega,$$

ze vztahu (1) vypočteme

$$R_4 + \frac{U_3 - U_{16}}{U_{REF}} (R_3 + R_4 + R_5) = 40 \text{ k}\Omega,$$

stanovíme jej na 39 k Ω , podle vztahu (4)

$$R_3 \frac{U_{Imin} R_4}{U_{Imax} - U_{Imin}} = 9,75 \text{ k}\Omega, \text{ stanovíme jej na } 12 \text{ k}\Omega.$$



Obr. 162. Závislost postupného rozsvěcování svítivých diod D_1 až D_{12} na vstupním řídicím napětí obvodu UL1980N

víme jej na 12 k Ω .

Z upraveného vztahu (5) vypočteme

$$R_5 = \frac{U_{REF}}{I_{REF}} - (R_3 + R_4) = 109 \text{ k}\Omega,$$

stanovíme jej 110 k Ω .

Podle vztahu (2) platí

$$U_{16} = U_{REF} \left(\frac{R_3}{R_3 + R_4 + R_5} \right) = 1,2 \text{ V}.$$

Napětí U_3 je možné vypočítat ze závislosti

$$U_3 = U_{16} + (U_3 - U_{16}) = 5,2 \text{ V}.$$

Proto bude platit

$$R_2 = R_3 = R_4 = 51 \text{ k}\Omega.$$

Ze vztahu (3) vypočteme

$$R_1 = \frac{R_2 (U_{Imax} - U_3)}{U_3} = 125,5 \text{ k}\Omega, \text{ stanovíme jej } 120 \text{ k}\Omega.$$

Dále budeme řešit případ, kdy se vstupní napětí mění od nuly do 6 V. Známe již podmínku pro odpor rezistorů R_1 , R_3 , $R_1 = R_3 = 0 \Omega$.

Zadané provozní podmínky:

$$U_{CC} = 15 \text{ V}, \quad U_{I1} = 0 \text{ až } 5 \text{ V}, \quad U_{REF} = U_{Imax} = 5 \text{ V}.$$

Jednotlivé svítivé diody se musí rozsvěcovat rychle, takže platí $U_3 - U_{16} = 4 \text{ V}$.

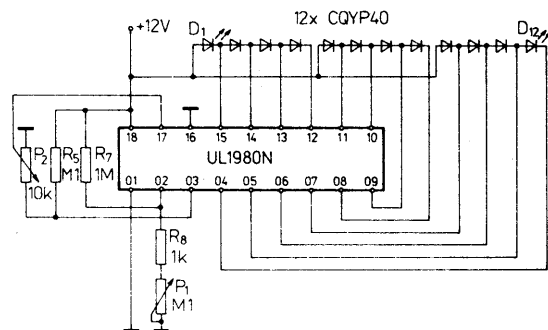
Řešení: Protože napětí $U_{16} = 0 \text{ V}$, bude $R_5 = 0 \Omega$ (vývod 16 se spojí se zemním potenciálem). Bude-li vstupní napětí rovno $U_{Imax} = 5 \text{ V}$, bude $U_3 = 5 \text{ V}$. Ze vztahu (5) vypočteme $R_4 = 51 \text{ k}\Omega$, proto bude platit

$$R_2 = R_3 + R_4 = 51 \text{ k}\Omega.$$

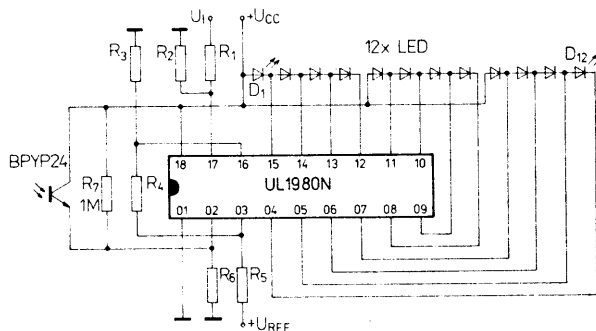
Na závěr si uvedeme příklad, kdy požadujeme pomalé rozsvěcování svítivých diod. Zadané provozní podmínky:

$$U_{CC} = U_{Imax} = U_{REF} = 18 \text{ V}, \quad U_{Imin} = 3 \text{ V}.$$

Řešení: Ze zadání platí podmínky $U_3 - U_{16} = 1,2 \text{ V}$.



Obr. 161. Měřicí zapojení integrovaného obvodu UL1980N



Obr. 163. Základní doporučené provozní zapojení obvodu UL1980N, který řídí všech dvanáct svítivých diod

Jestliže je $U_{Imax} = U_{REF}$, bude platit rovnost $R_1 = R_5$. Ze vztahu (1) vypočteme

$$\frac{R_4}{R_3 + R_4 + R_5} = \frac{1,2}{18}.$$

Dosazením do vztahu (5) dostaneme odpor rezistoru $R_4 = 12 \text{ k}\Omega$.

Ze vztahu (3) vypočteme $R_3 = 2,4 \text{ k}\Omega$.

Konečně ze vztahu (5) vypočteme zbývající rezistory

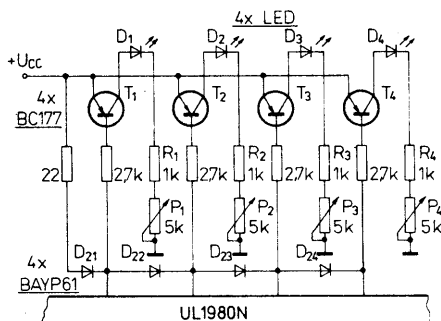
$$R_5 = 166 \text{ k}\Omega = R_1 \pm 120 \text{ k}\Omega + 47 \text{ k}\Omega, \\ R_2 = R_3 + R_4 = 15 \text{ k}\Omega.$$

Vraťme se ještě k zapojení na obr. 163. Použitý fototranzistor BPYP24 umožňuje nejen automaticky řídit jas svítivých diod v závislosti na vnějším osvětlení, ale zlepšuje rovněž čitelnost zobrazených znaků a navíc neunavuje zrak pozorovatele. Při vnějším osvětlení je proud protékající světelnými diodami asi 10 mA, v temné místnosti se zmenší až na 5 mA. Ve spojení s obvodem UL1980N se mohou použít i jiné typy fototranzistorů vhodného provedení, ale musí se současně upravit odpor rezistoru R_6 , který může být v rozsahu od 2,2 k Ω až 100 k Ω .

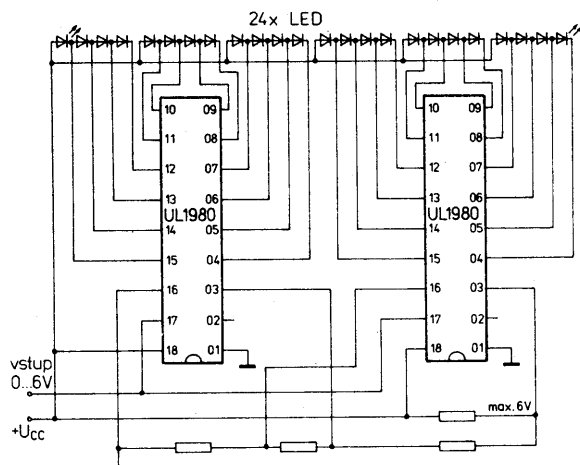
Zvětšení jasu a počtu svítivých diod

V některých případech je potřebné zvětšit pracovní proud svítivých diod nad 20 mA, např. spojíme-li dvě nebo tři svítivé diody paralelně do jednoho zobrazovacího bodu většího rozměru, nebo použijeme-li ve spojení s obvodem UL1980N indikační žárovky. Řešení nabízí zapojení na obr. 164, v němž se používá pro každou svítivou diodu nebo žárovku přídavný vnější tranzistor typu p-n-p malého výkonu (např. BC177 a BC179 či jiný obdobných vlastností).

K přesnému nastavení žádaného proudu diod slouží potenciometry. Mu-



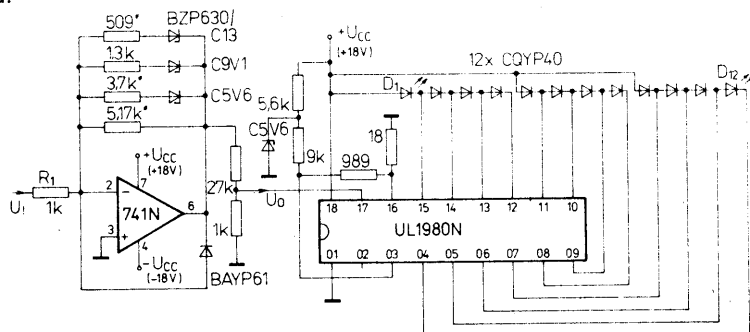
Obr. 164. Způsob zvětšení proudu svítivých diod nebo indikačních žárovek vnějšími diskretními tranzistory, připojenými k UL1980N



Obr. 165. Kaskádní zapojení dvou UL1980N pro řízení 24 svítivých diod

si se však zvážit a zajistit dodržení maximálního propustného proudu svítivými diodami, který je u většiny typů běžných diod 20 mA. V popsaném zapojení se mohou použít místo svítivých diod rovněž indikační žárovky, jak již bylo uvedeno. Největší proud, který je možno použít pro rozsvícení žárovek, je 100 mA.

Kaskádním zapojením dvou integrovaných obvodů UL1980N podle obr. 165 se může řídit 24 svítivých diod. Řídicí vstupy (vývody č. 17) obou obvodů se při tomto řízení navzájem propojí. Horní úroveň referenčního napětí prvního obvodu současně určuje dolní úroveň referenčního napětí druhého obvodu. Podle uvedeného vzoru se může zapojit až sedm integrovaných obvodů UL1980N, které jsou pak schopny řídit celkem 84 světelných diod. Touto metodou lze zhotovit velkoplošný zobrazovací panel ze svítivých diod.



Obr. 166. Zapojení stejnosměrného voltmetru s obvodem UL1980N a 12 svítivými diodami, které pracují jako světelné stupnice s logaritmickým průběhem

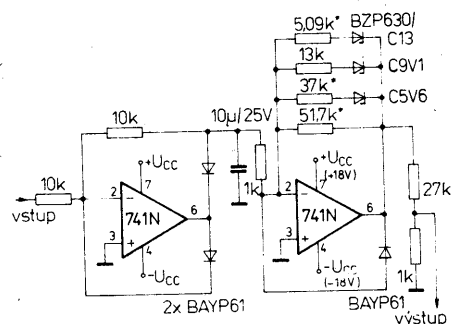
Doporučená zapojení

Voltmetr s logaritmickou stupnicí

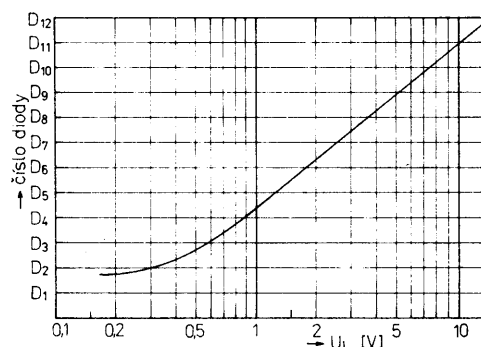
Na obr. 166 je zapojení, které aproximuje logaritmickou charakteristiku. Zenerovy diody s napětím 5,6 V, 9,1 V a 13 V, zapojené sériově s rezistory R₂₂, R₂₃, R₂₄ a dále rezistor R₂₁ tvoří zápornou zpětnou vazbu operačního zesilovače. Díky tomuto uspořádání má zesilovač nelineární přenosovou charakteristiku mezi vstupem a výstupem. Vztah mezi vstupním napětím U_i a výstupním napětím U_o udává závislost

$$U_o = \log|U_i| \text{ při } U_i < 0.$$

Stálost výstupního napětí jako funkci změn teploty lze zlepšit, jestliže se



Obr. 167. Upravené vstupní zapojení voltmetru s obvodem UL1980N podle obr. 166 pro měření střídavých napětí



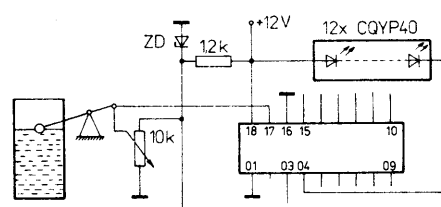
Obr. 168. Rozsvěcování jednotlivých svítivých diod D₁ až D₁₂ v závislosti na vstupním řídicím napětí

Měřené napětí	Při napětí D ₁	svítí dioda D ₁₂
stejnoseměrné napětí [V]	0,28	15,5
střídavé napětí efektivní [V]	0,2	11

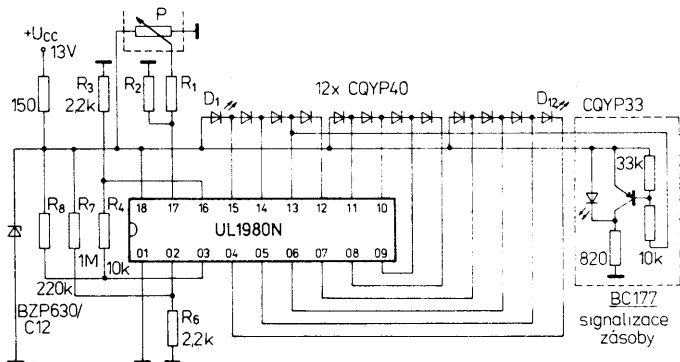
Grafická závislost na obr. 168 znázorňuje postupné rozsvěcování svítivých diod v závislosti na velikosti vstupního napětí. Přesnost měření je od třetí diody asi $\pm 4\%$. U prvních dvou svítivých diod se skutečná charakteristika odchyluje od předpokládané charakteristiky vzhledem k počáteční vodivosti použitých Zenerových diod.

Elektronický ukazatel obsahu kapaliny v zásobníku

Užitečnou informací o výšce hladiny kapaliny v zásobníku může spolehlivě podávat hladinový indikátor, který pracuje s řídicím integrovaným obvodem UL1980N v zapojení podle obr. 169. Výšku hladiny (a tím přepočtený uskladněný objem kapaliny) udává sloupec svítivých diod. Plovák, který se pohybuje na hladině kapaliny, je dru-



Obr. 169. Zapojení indikátoru hladiny kapaliny v zásobníku s obvodem UL1980N a stupnicí s 12 svítivými diodami



Obr. 170. Zapojení indikátoru hladiny kapaliny s obvodem UL1980N a přídatným tranzistorovým obvodem pro indikaci zásoby

hým koncem mechanicky spojen s běžcem potenciometru P. V závislosti na poloze běžce potenciometru se přivádí měnící se vstupní řídicí napětí U_{17} v rozsahu od 0 V (při plném zásobníku) do napětí U_3 (při jeho úplném vyprázdnění). Napětí horní meze referenčního napětí U_3 stabilizuje Zenerova dioda, jejíž napětí se může pohybovat od 1,4 V do 6 V.

Často bývá užitečná přídatná pomocná informace o stavu minimální zásoby kapaliny v nádrži. Zapojení obvodu UL1980N se signalizací minimální zásoby odlišnou barevnou indikací (např. žlutou svítivou diodou) je na obr. 170. Dioda D_{13} se rozsvítí v okamžiku, kdy je tranzistor T_1 uzavřen, není-li vodivý třetí a čtvrtý tranzistor první sekce integrovaného obvodu (v tomto okamžiku svítí pouze dvě první světelné diody). Tranzistor T_1 může další úpravou sloužit jako řídicí součástka reléového nebo tyristorového spínače, který spíná chod navazujících elektrických přístrojů (např. elektromotoru, který čerpá novou náplň kapaliny do zásobníku apod.). Popsaným způsobem je možné stále udržovat předepsanou hladinu kapaliny v zásobníku.

Indikátor výstupního napětí nf zesilovače

Zapojení indikátoru nízkofrekvenčního výstupního napětí zesilovače s využitím integrovaného obvodu UL1980N a minimálním počtem vnějších součástek je na obr. 171. Kondenzátor C_1 vyhlazuje zbytkovou stejnosměrnou složku, dioda D_1 svádí na zemní potenciál kladnou polovinu signálu. Odporový dělič R_1/R_2 omezuje napětí připojené na vstup řídicího obvodu na max. 6 V.

Předností popisovaného indikátoru se světelnými diodami je okamžitá funkce bez setrvačnosti. Reakce na změnu vstupního napětí je okamžitá (ve srovnání s výchylkovými indikátory). Použijí-li se světelné diody s různobarevným svitem, je možné navíc rozdělit rozsah nízkofrekvenčních napětí, přiváděných ze zesilovače výkonu, na optimální a nežádoucí s ohledem na možnost zkreslení (indikátor udává podle rozkmitu signálu budící signál malý nebo příliš velký). Doplní-li se obvod vstupním členem s přenosovou charakteristikou $U_o = kU_i^2$, může se dosáhnout lineární závislosti mezi jasnem jednotlivě spínaných svítivých diod a výstupním výkonem zesilovače.

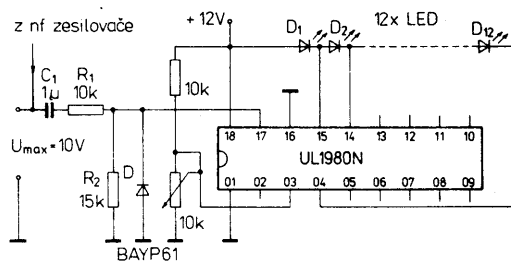
Podobné zapojení s obvodem UL1980N se může použít v rozhlasovém přijímači jako elektronický indikátor velikosti přijímaného signálu (im-

provizovaný S-metr). Zapojení je na obr. 172. Indikátory úrovně signálu tohoto typu se většinou řídí signálem z integrovaných detektorů v mezifrekvenčních zesilovačích, např. typu UL1203N či TCA440 apod., které dodávají stejnosměrný řídicí signál potřebné úrovně. V mnoha případech je zbytečně dlouhá světelná stupnice z dvanácti světelných diod. Zpravidla postačuje indikátor složený z pěti diod. Nepoužité světelné diody se však mohou nahradit vhodnými univerzálními křemíkovými diodami (např. typu KA261 apod.).

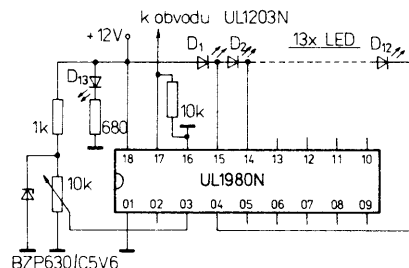
Převodník analogového signálu

Zapojení na obr. 173 je příkladem netypického použití integrovaného obvodu UL1980N jako převodníku skokových vstupních napětí na analogový signál. Využívá se přitom schopnosti obvodu k rychlé skokové odpovědi na každou změnu vstupního napětí o velikosti $\Delta U_1 = 1/12 (U_3 - U_{16})$, což je v tomto případě konkrétně $\Delta U_1 = 0,5$ V.

Jednotlivé skokové reakce jsou zpracovány v obvodu sumátoru. Místo svítí-

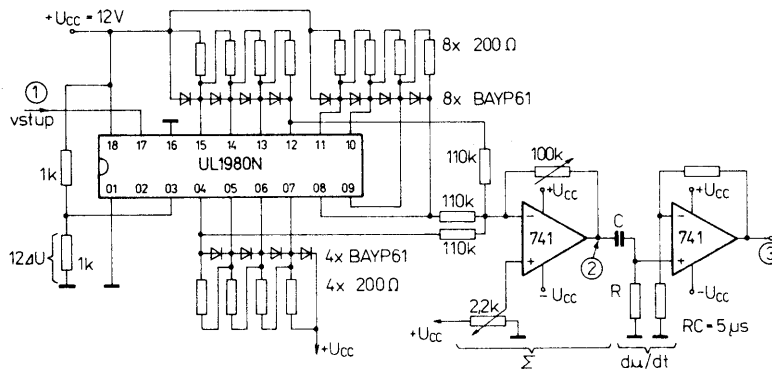


Obr. 171. Světelný indikátor výstupního napětí nf zesilovače výkonu

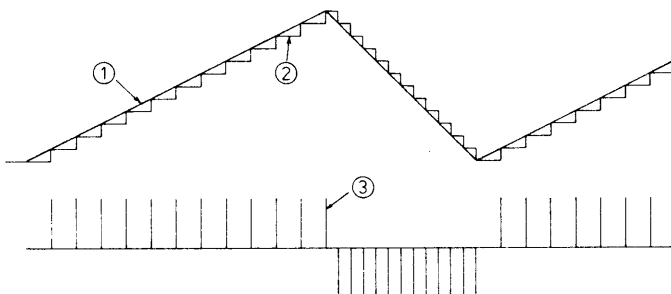


Obr. 172. Světelný indikátor přijímaného vysokofrekvenčního signálu s obvodem UL1980N, který spolupracuje s integrovaným obvodem přijímače UL1203N (TCA440)

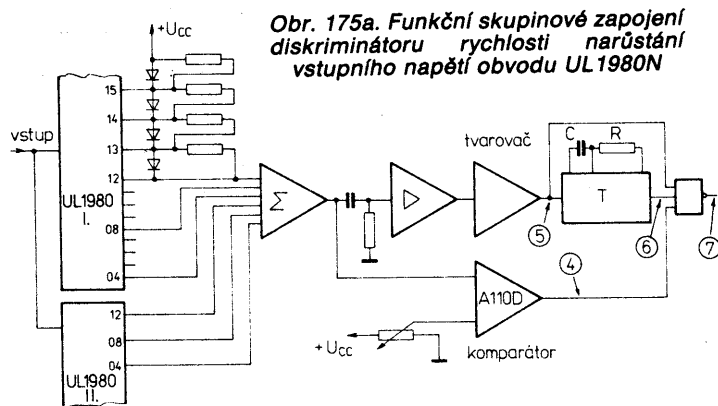
vých diod je použito v popisovaném zapojení křemíkových diod BAYP61 (KA206) s připojenými paralelními rezistory s odporem 200 Ω . Připojení (uvedení do vodivého stavu) každé z použitých diod vlivem změny vstupního napětí U_{17} o rozdíl napětí $1/12 (U_3 - U_{16})$ je způsobeno zmenšením jednoho z uložených napětí, podléhajícího součtu napětí, o „skok“ 0,7 V. Na výstupu sumátoru je možné odebrat napětí se skokovým průběhem, které se mění v závislosti na změnách vstupního napětí (viz diagram na obr. 174).



Obr. 173. Základní zapojení obvodu UL1980N jako převodníku vstupního signálu



Obr. 174. Graficky znázorněné průběhy signálů v bodech 1, 2 a 3 zapojení podle obr. 173



Obr. 175a. Funkční skupinové zapojení diskriminátoru rychlosti narůstání vstupního napětí obvodu UL1980N

Aby se skokové vstupní napětí měnilo nezkresleně a s největší možnou rychlostí, musí vstupní signál splňovat podmínku

$$\left. \frac{dU}{dt} \right|_{\max} \leq \frac{1}{12} (U_3 - U_{16}) \quad [V/\mu s].$$

Referenční napětí mezi horní a dolní úrovní $U_3 - U_{16}$ se vyrovnává v rozmezí od 5 do 6 V. Z výstupu sumátoru se přivádí signál do rozdílového zesilovače s konstantní časovou konstantou 5 μs . Polarizace impulsů, získaných z tohoto obvodu, svědčí o zvětšování nebo zmenšování hrany vstupního signálu, naproti tomu odstup mezi impulsy o rychlosti změny napětí.

Rozšířením navrženého zapojení je možné získat další doplňující informace o vstupním signálu. Na obr. 175a je zjednodušené upravené zapojení, které umožňuje „vyhledávat“ tu část průběhu signálu, kdy je rychlost zvětšování napětí větší než jeho ustálená velikost.

K tomuto účelu se zapojení rozšířilo o integrovaný monostabilní spouštěný klopný obvod UCY74123N. Tento obvod se vyznačuje zajímavou charakteristickou vlastností. Jestliže se vstupní impuls přivede na vstup před dokončením impulsu, generovaného klopným obvodem s dobou trvání T , prodlouží se výstupní impuls o stejnou dobu T . Popsaný pochod se může opakovat, výsledkem bude sled impulsů, jejichž délka bude ovlivněna změnou stavu na výstupu klopného obvodu. Průběhy signálů v jednotlivých bodech 5, 6 a 7 uvedeného zapojení jsou graficky znázorněny v diagramu na obr. 175b.

Zkrácení doby trvání generovaného impulsu změnou kapacity kondenzátoru C nebo odporu rezistoru R ovlivňuje rychle se měnící část signálu. Budící impulsy jsou přizpůsobovány na potřebnou úroveň signálů TTL ve tvarovači impulsů. Použití rychlého komparátoru typu 710 (např. ULY7710N nebo A110D) umožňuje rovněž napěťovou diskriminaci přiváděného napětí.

Integrovaný obvod UL1980N polské výroby je přímou obdobou řídicího obvodu světelných diod UAA180 firmy Siemens a typu A277D z výroby RFT v NDR.

Obvody pro řízení stupnic LED, UL1975N, UL1976N

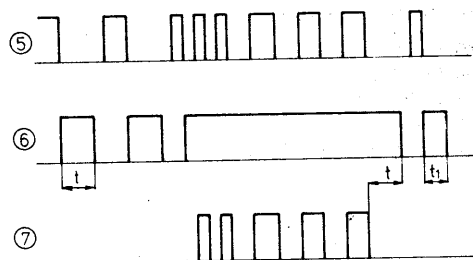
Moderní návrh a hospodárné provedení přístrojů spotřební elektroniky vede k náhradě ručkových indikačních přístrojů páskovými zobrazovači se svítivými diodami různých barev. Návrhář může navíc využívat barevných efektů použitím svítivých diod nejrůznějších velikostí, tvarů a svitu. K řízení těchto světelných stupnic, které mohou mít až 10 svítivých diod, slouží monolitické bipolární integrované obvody UL1975N, UL1976N polské výroby Unifra-CEMI, s jejichž málo známými vlastnostmi seznamuje další výklad.

Integrované obvody UL1975N, UL1976N jsou určeny k řízení světelných stupnic s logaritmickým dělením stupnice spínáním svítivých diod, připojených k příslušným výstupům obvodu. Skupinové zapojení obou integrovaných obvodů je funkčně stejné a je na obr. 176. Systém obvodu sdružuje pět komparátorů K_1 až K_5 , jejichž neinverzní výstupy jsou připojeny k rezistorovému děliči napětí R_1 až R_6 referenčního napětí. Na výstup každého komparátoru navazuje budící tranzistor (T_1 až T_5), který slouží jako proudový generátor, jehož výstupní proud je pevně nastaven na 20 mA, k buzení svítivých diod D_1 až D_5 .

Oba jmenované integrované obvody se navzájem odlišují pouze velikostí vstupní prahové spínací úrovně. Obvod UL1975N pracuje s vyššími úrovněmi spínacího napětí než obvod UL1976N. Vhodnou kombinací obou součástek je možno řídit světelné stupnice s pěti nebo deseti světelnými diodami s logaritmickým průběhem, popřípadě páskové stupnice s deseti světelnými diodami.

Popisované integrované obvody se vyznačují:

- širokým rozsahem napájecího napětí,
- velkým budícím proudem svítivých diod,
- malou závislostí spínacích prahových úrovní na napájecím napětí,
- malým ztrátovým výkonem v důsledku sériové zapojení svítivých diod,
- možností použít svítivé diody s různou barvou světla v libovolné kombinaci,
- velkým vstupním odporem,
- obvody nepotřebují žádné vnější součástky,
- jeden obvod UL1975N může řídit páskovou stupnici s pěti diodami v úrovních -15 , -6 , $-1,5$, $+1,5$, $+6$ dB,
- kombinace obvodů UL1975N



Obr. 175b. Grafické průběhy signálů v charakteristických bodech 5, 6 a 7 zapojení podle obr. 175a

a UL1976N může řídit páskovou stupnici s deseti diodami v úrovních od -20 do $+6$ dB,

— jeden obvod UL1975N může řídit indikátor nf vybuzení s pěti diodami s logaritmickým průběhem,

— kombinace obvodů UL1975N a UL1976N může řídit indikátor nf vybuzení s logaritmickým průběhem s deseti diodami.

Oba integrované obvody jsou v plastovém pouzdru DIP-8 s 2×4 vývody ve dvou řadách. Funkce vývodů: 1 — zemnicí bod, 2 — výstup Q_5 , 3 — výstup Q_4 , 4 — výstup Q_3 , 5 — výstup Q_2 , 6 — výstup Q_1 , 7 — vstup, 8 — připoj kladného napájecího napětí. Zapojení vývodů je patrné z funkčního skupinového zapojení.

Elektrické údaje obou integrovaných obvodů jsou shodné a jsou v tab. 35. Rozdíl mezi oběma typy je pouze v pevně nastavených prahových spínacích úrovních, které jsou seřazeny v tab. 36 pro postupné spínání diod D_1 až D_5 .

Popis činnosti obvodu

Pevně nastavená napěťová úroveň charakterizuje úroveň vybuzení a postupného spínání diod páskové světelné stupnice. Například u obvodu UL1975N nesvíí v rozsahu řídicího napětí od 0 do 180 mV žádná dioda, v rozsahu 180 mV až 500 mV svítí dioda D_1 , v rozsahu 500 mV až 840 mV svítí dioda D_1 a D_2 , v rozsahu 840 mV až 1190 mV svítí diody D_1 , D_2 , D_3 atd. Jedním obvodem se může řídit nejvýše pět svítivých diod, což platí pro oba typové představitele.

Ve funkčním zapojení uvedené vnitřní stabilizované napětí U_{stab} je vytvářeno vnitřním stabilizátorem a jeho úkolem je udržet všechny referenční body napěťového děliče stabilní a nezávislé na velikosti napájecího napětí. Referenční body určují okamžiky přepnutí z jedné diody na diodu další. Komparátory jsou zapojeny tak, aby byly při vstupním napětí menším než je napětí U_{T01} v referenčním bodu v místě mezi rezistory R_1 a R_2 všechny tranzistory T_1 až T_5 vodivé. Tranzistor T_1 přijímá proud z proudového zdroje I , takže žádná dioda nesvíí. Je-li vstupní napětí větší než napětí v bodě U_{T01} a menší než v bodě U_{T02} , sepnou komparátor K_1 , tranzistor T_1 se uzavře, T_2 je vodivý. Konstantní proud I protéká diodou D_1 k tranzistoru T_2 . Obdobně protéká proud I D_1 a D_2 k tranzistoru T_3 při překročení napětí v referenčním bodu U_{T02} . Analogicky lze rozsvěcet další svítivé diody. Při překročení napětí v bodě U_{T05} svítí všechny svítivé diody. Zvolený způsob spínání diod zaručuje, že při přepnutí z jedné diody na druhou nevznikne skok v celkovém odběru napájecího proudu. Tím je zamezeno, aby se spínáním diod

Tab. 35. Elektrické údaje UL1975N, UL1976N

Mezní údaje	
Napájecí napětí:	$U_{CC} \leq 25 \text{ V.}$
Vstupní napětí:	$U_i \leq 5 \text{ V.}$
Vstupní proud:	$I_i \leq 0,5 \text{ mA.}$
Výstupní proud výstupů pro připojení svítivých diod:	$I_{OD1} \dots I_{OD5} \leq 30 \text{ mA.}$
Výstupní napětí závěrné:	$U_o \leq U_{CC} \text{ V.}$
Ztrátový výkon celkový, $\theta_a = 60^\circ \text{C:}$	$P_{tot} \leq 690 \text{ mW.}$
Rozsah pracovních teplot okolí, $U_{CC} = 25 \text{ V:}$	$\theta_a = -10 \text{ až } +60^\circ \text{C,}$
$U_{CC} = 18 \text{ V:}$	$\theta_a = -10 \text{ až } +85^\circ \text{C.}$
Rozsah skladovacích teplot:	$\theta_{sto} = -15 \text{ až } +125^\circ \text{C.}$
Teplota přechodu:	$\theta_j = 150^\circ \text{C.}$
Charakteristické údaje	
Platí při $25^\circ \text{C, } U_{CC} = 16 \text{ V,}$ napětí jsou vztažena vůči zemi.	
Napájecí napětí:	$U_{CC8} = 12 \text{ až } 25 \text{ V.}$
Napájecí proud včetně proudu svítivých diod:	$I_{CC8} = \text{jmen. } 25 \text{ mA.}$
Tolerance vstupní prahové úrovně:	$\Delta U_i \leq \pm 30 \text{ mV.}$
Hystereze spínací prahové úrovně:	$\Delta U_{IH} = \text{jmen. } 10 \text{ mV.}$
Vstupní proud:	$-I_i = \text{jmen. } 1 \mu\text{A.}$
Výstupní napětí saturační výstupů Q ₁ až Q ₅ , I_{O1} až $I_{O5} = 20 \text{ mA:}$	$U_{O1 \text{ sat}} \text{ až } U_{O5 \text{ sat}} \leq 1,1 \text{ V.}$
Výstupní proud výstupu Q ₅ :	$I_{O5} = \text{jmen. } 20 \text{ mA.}$

Tab. 36. Spínací prahové úrovně pro rozsvícení diod

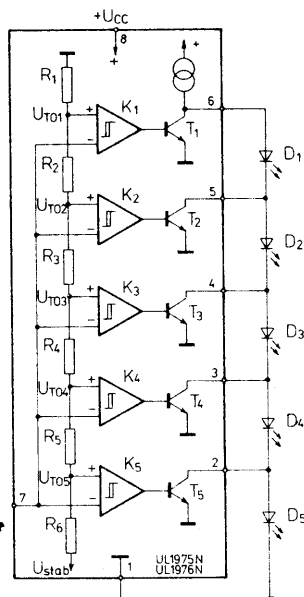
Dioda	Vstupní napětí — úroveň			
	UL1975N		UL1976N	
	[mV]	[dB]	[mV]	[dB]
D ₁	180	-15	100	-20
D ₂	500	-6	300	-10
D ₃	840	-1,5	710	-3
D ₄	1190	+1,5	1000	0
D ₅	2000	+6	1410	+3

rušivě ovlivňovala kritická místa v přístrojích, v nichž jsou použity světelné indikátory. V rozsahu přechodu z jedné diody na další diodu a zpět je zaručena hystereze prahových úrovní spínacího napětí (typicky 10 mV).

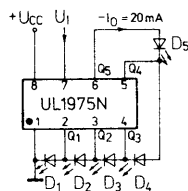
Nejjednodušší zapojení integrovaného obvodu UL1975N jako páskového zobrazovače s pěti svítivými diodami je na obr. 177. Průběh rozsvícení diod je logaritmický ve stupních -15, -6 dB, -1,5 dB, +1,5 dB a +6 dB v závislosti na přiváděném vstupním napětí. Konkrétní velikosti vstupních spínacích napětí jsou uvedeny v tab. 36.

Kombinovaným zapojením dvou integrovaných obvodů UL1975N a UL1976N s paralelně zapojenými vstupy podle obr. 178 je možné vytvořit indikátor s deseti svítivými diodami a logaritmickým průběhem odstupňovaným v úrovních spínání svítivých diod -20 dB, -15 dB, -10 dB, -6 dB, -3 dB, -1,5 dB, 0 dB, +1,5 dB, +3 dB, +6 dB. Úrovně v dB se navzájem prolínají v důsledku funkční spolupráce obou integrovaných obvodů.

Na obr. 179 je indikátor s pěti svítivými diodami a logaritmickým průběhem, který se vyznačuje rychlou reakcí (rozsvícení diod) na napětíové špičky zvukového signálu a pomalým dozíváním (pohasínáním svitu diod). Zobrazovač je schopen rozeznávat amplitudové špičky až do 1 ms (nabíjecí konstanta 0,7 ms). Vybíjecí časová konstanta zapojení je asi 70 ms. I toto zapojení je velmi jednoduché. Vyžaduje pouze tři vnější rezistory, jeden kondenzátor a křemíkovou diodu KA206 nebo KA207. Podmínkou dobré



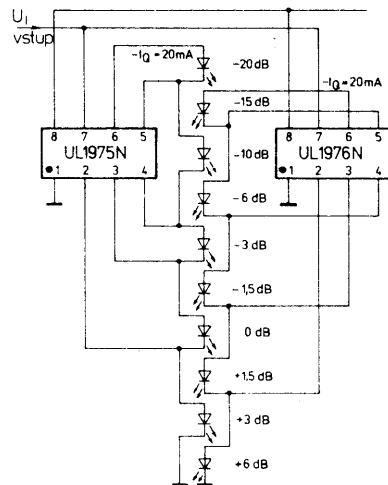
Obr. 176. Funkční skupinové zapojení obvodů pro řízení stupnic LED, UL1975N, UL1976N



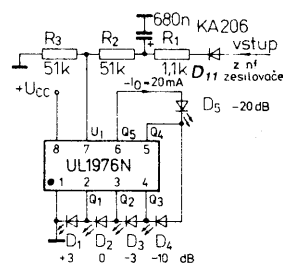
Obr. 177. Zapojení páskového zobrazovače s pěti diodami a obvodem UL1975N s logaritmickým průběhem v rozsahu -15 až +6 dB

funkce je malý vnitřní odpor budícího zdroje, proto se vstup indikátoru připojuje např. na výstup pro reproduktor v nf zesilovači apod.

Vstupní signál se přivádí na obvod přes diodu D₁. Rezistor R₁ a kondenzátor C₁ tvoří filtr pro napětí s vyšším kmitočtem užitečného pásma. Přes odporový dělič R₂, R₃ se dále přivádí

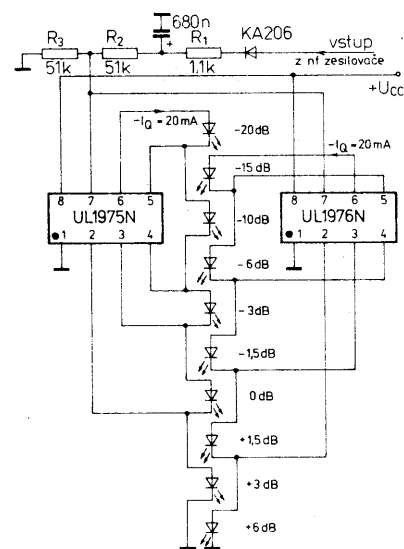


Obr. 178. Zapojení páskového zobrazovače s deseti diodami a obvody UL1975N, UL1976N s logaritmickým průběhem v rozsahu -20 až +6 dB



Obr. 179. Zobrazovač nf vybuzení s pěti diodami, obvodem UL1976N s logaritmickým průběhem v rozsahu -20 až +3 dB

signál na vstupy obou integrovaných obvodů. K výstupům obou integrovaných obvodů je připojeno deset svítivých signalizačních diod. Použijí-li se červeně svítící diody, může být napájecí napětí celého zapojení 12 V. Jestliže



Obr. 180. Zobrazovač nf vybuzení s deseti svítivými diodami, obvody UL1975N a UL1976N s logaritmickým průběhem v rozsahu -20 až +6 dB

se použijí zeleně nebo žlutě svítící diody, musí se napájecí napětí zvětšit nejméně na 16 až 18 V. Citlivost indikačního zapojení je možné nastavit volbou poměru rezistorů R_2 a R_3 . Při vrcholovém vstupním napětí 3 V a navržených velikostech součástek se dosáhne právě 0 dB. Rozsah zobrazování indikátoru je v rozmezí od -15 do +6 dB ve stupních podle tab. 36.

Zapojení na obr. 180 využívá kombinace integrovaných obvodů UL1975N a UL1976N pro řízení deseti svítivých diod, podobně jako u indikátoru pole na obr. 178. Všechny ostatní vnější součástky mají shodné vlastnosti jako v zapojení podle obr. 179. Rozsah zobrazování je širší, od -20 do +6 dB. Zobrazovaný průběh je logaritmický.

Oba popsané integrované obvody dovolují libovolně kombinovat svítivé diody, s nimiž spolupracují. V zásadě je možné zobrazit určité rozsahy jako např. při logaritmickém zobrazování vybuzení —dB a +dB svítivými diodami s odlišnou barvou. Sériovým zapojením svítivých diod je pevně určeno minimální napájecí napětí. Např. pro pět červeně svítících diod s maximálním propustným napětím 2,0 V při propustném proudu 20 mA je dáno pevné napájecí napětí 10 V. Proudový zdroj, integrovaný v systému obvodu, vyžaduje minimální napětí 2 V. Pro červeně svítící stupnici musí být napájecí napětí nejméně 12 V, což je součet všech propustných napětí svítivých diod a vnitřního proudového zdroje.

Použijí-li se pouze zeleně svítící, popř. pouze žlutě svítící diody, u nichž bývá maximální propustné napětí 3,2 V, je zapotřebí napájecí napětí zvětšit nejméně na 18 V. Při kombinaci červeně a zeleně svítících diod je dáno minimální napájecí napětí součtem propustných napětí použitých diod, zvětšeným o 2 V. Zásadně se však smí kombinovat světelné diody pracující se stejným propustným proudem (např. s proudem 20 mA nebo 10 mA), nikoli s rozdílnými proudy.

Rovnoměrný svit všech svítivých diod v jednom pruhu vyžaduje alespoň minimální výběr svítivých diod na alespoň přibližně stejný jas. Diody je vhodné vybrat ještě před jejich osazením do desky s plošnými spoji na jednoduchém přípravku, na němž současně rozsvítíme všechny diody a vizuálně přezkontrolujeme jejich jas. Diody s odlišným svitem vyřadíme. Kontrolní přípravek s diodami je vhodné napájet stejnosměrným napětím 5 V, v obvodu každé diody musí být zařazen srážecí odpor 680 Ω za předpokladu, že všechny použité diody mají předepsaný pracovní proud 20 mA. Při jiném pracovním proudu se musí upravit odpor srážecího rezistoru na potřebnou velikost.

Popsané integrované obvody pro řízení světelných stupnic LED UL1975N jsou plnou obdobou součástek firmy Telefunken U257B, UL1976N součástek U267B, se kterými jsou plně zaměnitelné.

Funkci zobrazovače se svítivými diodami může stejně dobře plnit již popsaný obvod UL1980N, rovněž polské výroby, či obvod A277D z výroby NDR. Oba tyto obvody mohou řídit až 12 svítivých diod, avšak použití těchto

součástek k řízení světelných diod má několik nedostatků. Protože v zobrazovacích nř výkonu musí být počet svítivých diod proporcionální logaritmu řídicího napětí, musí se zapojení s UL1980N pro tyto účely doplnit o logaritmující obvody. K tomuto účelu jsou nevhodnější operační zesilovače, které vyžadují napájení ze symetrického zdroje napětí, což komplikuje celé zapojení. Navíc se musejí použít další součástky, jimiž se zapojení dále rozšiřuje a prodražuje.

Je proto zcela oprávněný vývoj a používání integrovaných obvodů UL1975N a UL1976N, které mají ve své vnitřní struktuře integrovány logaritmující součástky. Díky této vlastnosti je na výstupech obvodů již logaritmovaná funkce výstupního napětí.

Řídicí obvody zobrazovačů LCD, UL7211D, UP7211D

Unipolární integrované obvody typu UL7211D a UP7211D z výroby podniku VEB Mikroelektronik „Karl Marx“ v Erfurtu, NDR, jsou určeny k řízení čtyřmístných sedmissegmentových zobrazovačů z kapalných krystalů (LCD). Jejich jistou nevýhodou je omezené řízení pouze čtyř míst zobrazovače. Další přidavné znaky, jako jsou desetinné tečky, znaky +, — či symboly druhu napětí, měřených veličin a naměřených jednotek se musí řídit přidavnými obvody (dalšími integrovanými obvody či diskretními součástkami). I tak jsou vítaným doplňkem v laboratorní elektronice.

Popisované řídicí obvody zobrazovačů LCD jsou vyrobeny technologií CMOS. Jejich předností je malá spotřeba napájecího proudu a slučitelnost s jinými druhy logických obvodů. Další vítanou předností je možnost plné spolupráce s některými typy bipolárních analogových číslicových převodníků jednočipových mikroprocesorů, mikroprocesorových systémů a paměťových obvodů.

Integrované obvody UL7211D a UP7211D umožňují přípravu vstupních dat v kódu BCD k řízení čtyřmístného zobrazovače se sedmissegmentovými znaky, vyrobeného na bázi kapalných krystalů. K řízení zobrazovačů se světelnými diodami popisované IO nejsou vhodné. Oba obvody se navzájem odlišují uspořádáním vstupů a způsobem vkládání vstupních dat. Z toho plyne jejich vazba na další elektronické funkční skupiny v přístrojích.

Tab. 37. Výstupní kód řídicích obvodů UL7211D, UP7211D

Vstupní signál				Výstupní kód B
I_3	I_2	I_1	I_0	
L	L	L	L	0
L	L	L	H	1
L	L	H	L	2
L	L	H	H	3
L	H	L	L	4
L	H	L	H	5
L	H	H	L	6
L	H	H	H	7
H	L	L	L	8
H	L	L	H	9
H	L	H	L	—
H	L	H	H	E
H	H	L	L	H
H	H	L	H	L
H	H	H	L	P
H	H	H	H	nesvítil

Řídicí obvod UP7211D

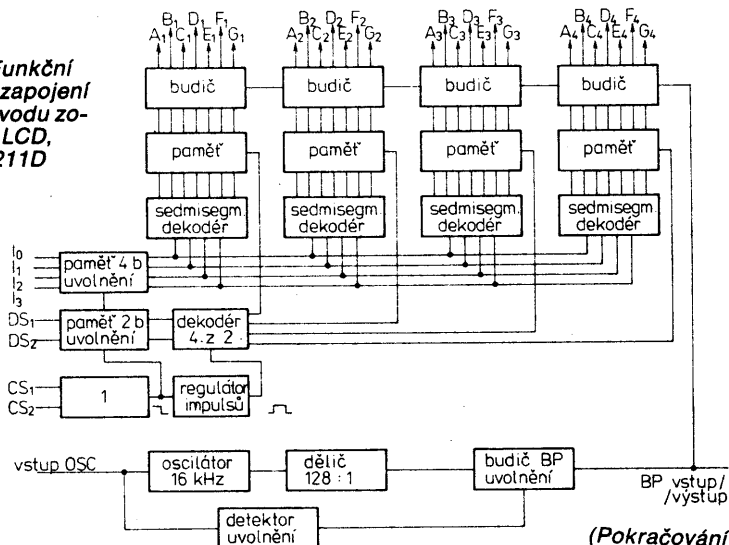
Jako základní můžeme považovat integrovaný obvod UP7211D, který má čtyři vstupy pro výběr místa zobrazeného znaku na zobrazovači a je určen pro řízení multiplexovanými čtyřbitovými vstupními daty v kódu BCD. Vstupní data se přivádějí na vstup obvodu v kódu BCD v aktivní úrovni H včetně pseudotetrád pro zvláštní znaky —, E, H, L, P a potlačené zobrazení podle tab. 37. Jednotlivá místa zobrazovače se vybírají výběrovými obvody, které jsou aktivní rovněž v úrovni H. Vstupní informace neprocházejí mezipamětí. Funkční skupinové zapojení obvodu UP7211D je na obr. 181.

Každé vstupní informace BCD příslušná číslice se vybírá vstupním signálem s úrovní H, přiváděným na příslušný výběrový vstup číslice. Současně je možné vkládat několika číslicím nebo též všem číslicím stejnou informaci, jsou-li současně řízeny příslušné výběrové vstupy číslic. Informace BCD se dekóduje a uloží v paměti segmentu vybrané číslice.

Na výstupech segmentů se projeví v zapnutém stavu pravoúhlý signál, který je v protifázi vůči vývodu „zadní“ elektrody. Tento signál se získává z vnitřního oscilátoru a za ním následujícího děliče s poměrem 128:1. Takto jsou zaručeny rovnoměrné časové odstupy úrovní H a L, takže řídicí signál pro zobrazovač neobsahuje stejnosměrnou složku napětí.

Budiče segmentů a zadní elektrody se skládají z invertoru CMOS.

Obr. 181. Funkční skupinové zapojení řídicího obvodu zobrazovačů LCD, UP7211D



(Pokračování)

DÁLKOVÝ PŘÍJEM V PRAXI

Ing. Boris Glos

(Dokončení)

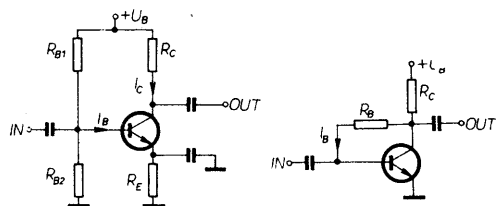
11.1. Pracovní bod tranzistoru

U bipolárního tranzistoru nastavujeme napětí mezi kolektorem a emitorem U_{CE} a kolektorový proud I_C změnou proudu báze I_B . Platí vztah:

$$I_C = h_{21E} I_B,$$

kde $h_{21E} = \beta$ je stejnosměrný proudový zesilovací činitel při vř uzeném kolektoru. Proud I_B nastavujeme změnou R_B v bázi nebo děličem v bázi, někdy i emitorovým odporem R_E . Kolektorový odpor R_C závisí na U_B , U_{CE} a I_C podle vztahu:

$$R_C = (U_B - U_{CE}) / I_C.$$



Obr. 112. Zesilovač SE. Můstková stabilizace (vlevo)

Obr. 113. Nastavení pracovního bodu s zpětnou vazbou (vpravo)

Nastavený pracovní bod by se měl teplotně stabilizovat, protože ani u křemíkových tranzistorů nelze zanedbat teplotní závislost I_C na I_B (proud I_C se zvětšuje s teplotou při neměnném I_B). Je tedy účelné rezistory napájející bázi uspořádat tak, aby případné zvětšení I_C způsobilo zmenšení I_B , který I_C zpětně zmenší. Zavedeme tedy stejnosměrnou zpětnou vazbu, u které se účinky nepodporují, ale vyrovnávají. V amatérské praxi se nejlépe osvědčuje stabilizace pracovního bodu stejnosměrnou zpětnou vazbou podle obr. 113. Zpětná vazba je přímo úměrná odporu R_C (asi $10^2 \Omega$). Rezistor v bázi R_B má mnohem větší odpor (asi $10^4 \Omega$), tudíž střídavá zpětná vazba se neuplatňuje.

Na obr. 112 je můstková stabilizace pracovního bodu. Teplotní stabilizace je velmi účinná, ale vř přenosové vlastnosti jsou zhoršovány přítomností rezistoru v emitoru, který neumožňuje přímo uzemnit emitor. Rovněž rezistor z báze na zem má mírně „bočníkový“ charakter, což také nelze zanedbat. Pro jednoduchost a dobré vř vlastnosti budeme výhradně používat zapojení podle obr. 113. V praxi se potvrdilo, že

takto zapojené zesilovače mají větší stabilitu (hlavně v podmínkách místního vysílače) než ostatní typy zesilovačů. Nevýhodou tohoto jednoduchého zapojení je nutnost individuálně nastavovat pracovní bod (závisí na h_{21E} tranzistoru). Odpory rezistorů R_B a R_C budou tedy různé pro různé typy tranzistorů a budou se mírně měnit i u tranzistorů stejného typu. Pracovní bod volíme buď s ohledem na malý šum nebo na dobrou linearitu. V tab. 13 můžeme přecházet pracovní body tranzistorů pro minimální šum a pro maximální linearitu, která je optimální v okolí 2/3 max. kolektorové ztráty (T — TESLA, S — Siemens, P — Philips). V praxi často volíme kompromisně nastavený pracovní bod. Musíme si uvědomit, v jakých podmínkách bude zesilovač pracovat. Nastavení pracovního bodu prvního stupně na I_{Cmin} (většinou 4 mA) volíme zcela výjimečně, a to tehdy, není-li nejen v okolí, ale ani ve směru příjmu antény silný vysílač. Pro minimální šum vyhovuje většině tranzistorů napětí $U_{CE} = 6$ V. Nejčastěji budeme pracovat s tranzistory řady BFR... Tranzistory BFR90 (A) jsou vhodnější pro první stupeň (lepší přizpůsobení na vstupu, menší šum). Naopak tranzistory BFR91 (A) budeme osazovat spíše druhý stupeň (lepší vybuditelnost a přizpůsobení na výstupu). Ovšem rozdíly mezi těmito typy jsou tak malé, takže je lze bez viditelných následků prohodit. Týká se to zvláště typu BFR91A, který je v tomto směru velmi univerzální a dosahuje malého šumu při výborné linearitě. V posledním sloupci tab. 23 je uvedena vhodnost tranzistoru pro první, druhý

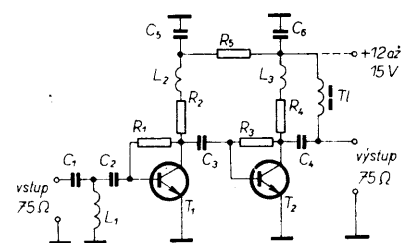
Tab. 23. Přehled parametrů bipolárních tranzistorů pro širokopásmové zesilovače

Typ	Výrobce	U_{CE} [V]	I_C [mA]	G [dB]	F [dB]	f [MHz]	Min. šum. U_{CE}/I_C	Max. lin. U_{CE}/I_C	Stupeň zesilovače
BFR90	S, P	10 10	14 14	19,5 14	2,4 3,6	500 800	6/4	8/15	1, (2)
BFR91	S, P	8 5	2 30	16,5 13,2	1,9 4,0	500 800	6/4	5/30	2, (1)
BFR90A	P	10 10 10	15 4 10	14	2,5 1,8 2,1	800 800 800	6/4	8/15	1, (2)
BFR91A	P	8 8	30 4	14	2,3 1,6	800 800	6/4	5/30	2, 1
BFR96	S, P	8 10	60 50	9	4,5 3,3	800 500		6/60	3, 2
BFR96S	P	10	70	11,5	4,0	800			3, (2)
BFT65	S	8 8	25 3	12	3,2 2,3	800 800			2, 1
BFT66	S	6 6	4 15	10 až 12	1,8 2,5	800 800	6/4	8/15	1, (2)
BFT67	S	6	15	12	2,7	800	6/4	8/15	1, 2
BFT97	S	6 6	4 15	14,4	2,1	800 800			1
BFQ65	P			8	3	2000			1
BFQ66	P			12,5	3	2000			1
BFQ69	S	10 10	15 15	11	0,8 až 1 1,4 až 1,6	500 800	6/10	10/15	1
BFG65			15 5 10	14,5	1,5 1,0 1,3	800 800 800	6/5	10/15	1
KF189	T	5 5	2 14	4	7	800 800	5/2	5/15	
KF190	T	5 5	2 14	5,5	6	800 800	5/2	5/15	

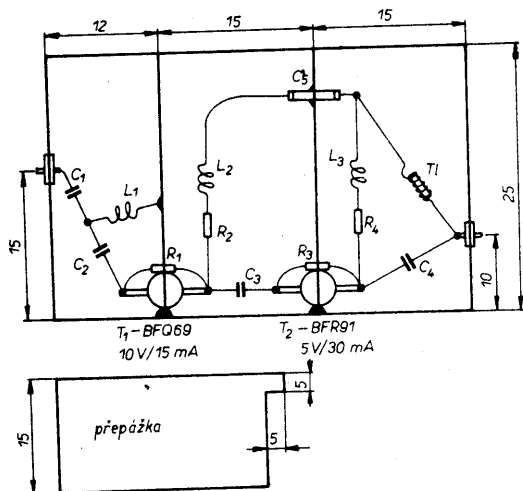
nebo třetí stupeň zesilovače. Závorka znamená, že použití je možné, ale méně vhodné. Tranzistor BFG69 lze ovšem použít i ve druhém stupni, ale je to neekonomické a nevhodné řešení, protože jde o drahý tranzistor, u něhož se má využívat především jeho příznivých šumových vlastností. Nastavíme-li proud větší než jaký je doporučeno pro nejlepší linearitu, pak u některých tranzistorů se linearita zhoršuje, ale většinou se ještě mírně zlepši, ovšem za rychlého zvětšování šumu. Např. u tranzistoru BFT66 se navzdory katalogovým údajům linearita plynule zvětšuje až i k $I_C = 15$ mA. Jde-li nám o maximální linearitu, nastavujeme na druhém stupni pro typy BFR $U_{CE} = 5$ V a $I_C = 25$ až 35 mA. Při kompromisně nastaveném pracovním bodu zvětšíme napětí U_{CE} na 8 až 10 V a proud nastavíme asi na 10 mA. Výhodou moderních tranzistorů je poměrně plochá závislost F na I_C .

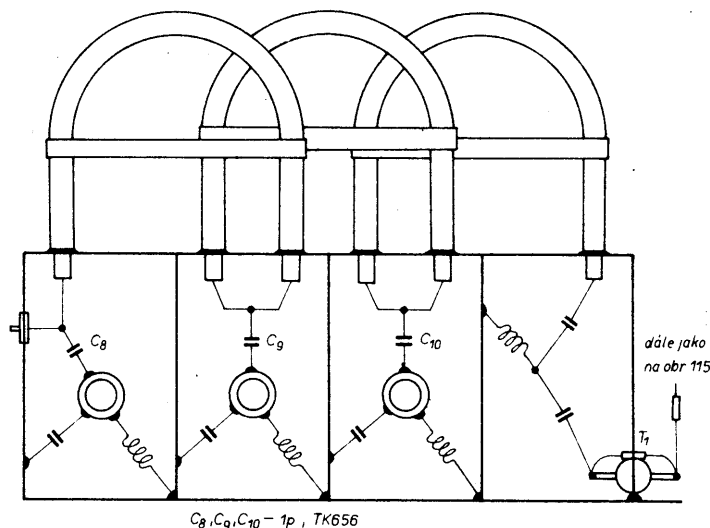
11.2. Praktická realizace širokopásmového zesilovače

Všechny dále popisované zesilovače jsou zhotoveny v krabičkách z plechu či kuprexitu samonosně. Podobně jako u zesilovače na desce s plošnými spoji musí být součástky vhodně a přehledně rozmístěny, je třeba respektovat zásady při přenosu, hlavně kvůli stabilitě. Montáž na desku s plošnými spoji je rychlejší a pro začátečníka vhodnější. Je-li deska se spoji dobře navržena, má zesilovač velmi dobrou stabilitu. Dobrý materiál zaručuje minimální ztráty (dielektrikum kuprexitu je „ztrátové“). Zájemce o zhotovení zesilovače



Obr. 114. Schéma dvoustupňového širokopásmového zesilovače





$C_8, C_9, C_{10} - 1 \text{ pF}$, TK 656

Obr. 118. Zesilovač při místním vysílání (C_8 až C_{10} 1 pF, TK 656)

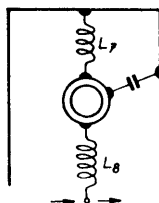
rům spolu s C_2 (u T_1) a s C_3 (u T_2). Ze strany kolektoru připojíme najednou R_2, C_3 a R_4, C_4 . Tento postup zaručuje minimální počet prohřevů tranzistorů. Nevýhoda je v tom, že pracovní bod tranzistorů se po připojení vstupních a výstupních obvodů nepatrně změní. Při nastavování pracovního bodu si uvědomíme, že zmenšujeme-li odpor rezistoru R_2 , pak se proud I_C zvětšuje a s ním i U_{CE} . Zvětšujeme-li odpor rezistoru R_1 , pak se I_C zmenšuje a U_{CE} zvětšuje. Jinými slovy, chceme-li pracovní bod odpovídající větší linearitě, odpory rezistorů R_1 a R_2 zmenšujeme. Horní propust (článek T) dobře přizpůsobí impedanci 75Ω k impedanci tranzistorů. Chceme-li dosáhnout optimálního přizpůsobení hlavně u vyšších kmitočtů, pak závity cívky L_1 roztáhneme.

Seznam součástek

R_1 = asi 100 k Ω , TR 191
 R_2 = asi 330 Ω , TR 212
 R_3 = asi 12 k Ω , TR 191
 R_4 = asi 180 Ω , TR 212
 R_5 = 4,7 až 8,2 Ω , TR 151
 C_1, C_2 = 4,7 pF, TK 656
 C_3, C_4 = 10 pF, TK 754
 C_5 = průchodkový kondenzátor 1,5 nF
 L_1 = 2 závitů drátu o \varnothing 0,5 mm Cu(L) na \varnothing 3 mm
 L_2, L_3 — viz text
 T_1 — 12 závitů o \varnothing 0,25 mm na toroidu o \varnothing 4 mm (N2, N1, N05)

Na obr. 117 je stejný zesilovač doplněný odlaďovači. Ve většině případů postačuje na vstupu pouze jeden stupeň odlaďovače. Křížová modulace vzniká většinou až v druhém stupni, proto před něj dáme dva stupně odlaďovače. V extrémních případech, je-li anténa nasměrována blízko směru na místní vysílač, použijeme zapojení podle obr. 118. Nejsme-li si jisti, bude-li u zesilovače na obr. 117 útlum 10 až 15 dB na vstupu stačit, zařadíme na vstup dvojstupňový odlaďovač se čtvrtvlnnými úseky jako na obr. 118, ale bez první komůrky. Odlaďovač mezi stupni můžeme zařadit i tehdy, přijímáme-li slabý signál rušený silným vysílačem na vedlejším kanále. Použijeme odlaďovač s menším útlumem, ale velmi selektivní. Naladění zesilovače s odlaďovačem vyžaduje trochu praxe, protože se snadno stane, že spolu s rušivým signálem odladíme i slabší žádaný signál na vedlejším kanále. Odlaďovač ladíme „na hranu“ a útlumovými články kontrolujeme, zda jsme žádaný signál příliš nezeslabil. Ovšem

toto řešení je nouzové nebo doplňkové, selžou-li progresivnější metody (kap. 7). V zesilovačích na obrázcích je použit odlaďovač, který má „ostřejší“ horní hranu útlumové charakteristiky. Je tedy vhodný pro odlaďování kmitočtů pod žádaným kanálem. V opačném případě použijeme odlaďovač podle obr. 119. Někdy potřebujeme zeslabit několik silných signálů, pak můžeme mezi stupně zařadit i kombinovaný odlaďovač, např. jeden stupeň vázaný kapacitou, druhý indukčností (pozor na rozvod napětí!). Podrobnosti o odlaďovačích jsou uvedeny v AR B1/87. Zde je



Obr. 119. Odlaďovač se strmější hranou (dolní) kmitočtové charakteristiky (L_7 3 z, drát o \varnothing 0,8 mm na \varnothing 3 mm, L_8 5,5 z, drát o \varnothing 0,5 mm na \varnothing 3 mm)

vhodné připomenout, že úseky sousošého kabelu mezi stupni jsou čtvrtvlnné pro odlaďovaný kmitočet, délka se počítá od konců stínění a počítáme s činitelem zkrácení poněkud odlišným (0,59 u plného dielektrika, 0,75 u pěnového). Odlaďovače ladíme se zařazenými útlumovými články před i za zesilovačem. Na zašuměném obraze poznáme velmi dobře, je-li odlaďovač nalaďen na kmitočet obrazu či zvuku. Jednostupňový odlaďovač před prvním stupněm ladíme na kmitočet obrazu, vícekomorovým odlaďujeme oba konce i střed kanálu.

Seznam součástek pro zesilovač na obr. 117

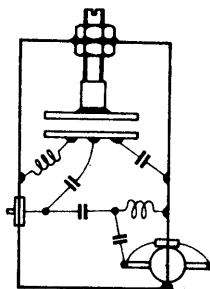
C_8 = 0,5 pF až 1 pF
 C_9, C_{10} = 1 pF až 1,5 pF
 $C_{14}, 15, 16$ = do 2,2 pF
 $C_{11}, 12, 13$ — skleněný trimr 0,5 až 4,5 pF
 $L_{4, 5, 6}$ — 2 závitů drátu o \varnothing 0,8 mm Cu(Ag) na \varnothing 3 mm, závitů mírně roztaženy

T_{12}

— 15 závitů samonosně drátem CuI o \varnothing 0,25 mm na \varnothing 4 mm

Ostatní jsou shodné.

Čtvrtvlnné úseky kabelu po „opracování konců“ opatrně ohneme do tvaru písmene U a stáhneme drátem tak, aby bylo možno nasunout do děr. Pak teprve připojíme jejich stínění ke krabičce. Jinak se vystavujeme nebezpečí, že prohřátím se dielektrikem profízní plechem — poškodí se, případně může vzniknout zkrat, a to i po delší době. Cesty ke zlepšení parametrů hledejme ve zlepšení jakosti trimrů. I v tomto zesilovači je můžeme nahradit zhotovenými vzduchovými kondenzátory. Na obr. 120 vidíme, jak lze uchytit letmo



Obr. 120. Použití vzduchového kondenzátoru v odlaďovači

jeden polep kondenzátoru (lze použít i u odlaďovače se čtvrtvlnnými úseky). V tomto případě se osvědčilo smyčky sousošého kabelu přivázat k plechu (každou 2x), který je připojen ke krabičce. Kabel se nebude pohybovat, proto se jeho pohyb nemůže přenášet až na „polep“ kondenzátoru, který by se tím roztáhl. Lze se ptát, má-li toto vše cenu. Má, protože koupíme-li dvakrát dražší tranzistor, který má o několik desetin dB lepší F, pak se vyplatí věnovat pozornost konstrukci odlaďovače na vstupu, kde tyto desetiny ztrácíme nekvalitními skleněnými trimry.

Literatura

- [1] Macoun, J.: Yagiho antény na VKV a UKV. AR B1/82.
- [2] Macoun, J.: Antény a anténní soustavy. AR B1/84.
- [3] Krupka, Z.; Kuncil, J.: Vt zesilovače, filtry ... AR B1/87.
- [4] Megla, G.: Technika decimetrových vln. SNTL: Praha 1958.
- [5] Prokop, J.; Vokurka, J.: Šíření elektromagnetických vln a antény. SNTL, ALFA: Praha, Bratislava 1982.
- [6] Trůneček, J.: Kvalifikační příručka radiotechnika. Práce: Praha 1971.
- [7] Radiotechnická příručka II. Práce: Praha 1972.
- [8] Žalud, V.; Kulešov, V. N.: Polovodičové obvody s malým šumem. SNTL: Praha 1980.
- [9] Vít, V.; Kočí, J.: Televizní příjem ve IV. a V. pásmu. SNTL: Praha 1971.
- [10] Český, M.: Přijem rozhlasu a televize. SNTL: Praha 1981.
- [11] Svačina, J.: Mikrovlnná technika. Publikace VUT Brno
- [12] Firemni literatura VEB Antennenwerke Bad Blankenburg, Texas Instruments, Philips, Siemens, TESLA.

NOVÉ PRACOVÍŠTĚ RESORTU SPOJŮ

pro údržbu a vývoj SW telekomunikačních zařízení nasazovaných v čs. jednotné telekomunikační síti

přijíme zájemce o práci v oborech:

- programování spojovacích a dohledových SPC systémů
- programování a provoz podpůrných a testovacích prostředků údržby SW
- školení a tvorbu kursů pro SPC technologii.

Informace osobně,
písemně i telefonicky
na č. tel. 27 28 53, 714 25 79

Praxe v oboru programování (mini a mikropočítače) vítána. Plat zařízení podle ZEUMS II.
Pro mimopražské pracovníky zajistíme ubytování.

MEZINÁRODNÍ A MEZIMĚSTSKÁ
TELEFONNÍ A TELEGRAFNÍ ÚSTŘEDNA
V PRAZE 3,
OLŠANSKÁ 6

INZERCE



Inzerce přijímá osobně a poštou Vydavatelství Naše vojsko, inzertní oddělení (inzerce ARB), Vladislavova 26, 113 66 Praha 1, tel. 26 06 51—9, linka 294. Uzávěrka tohoto čísla byla dne 25. 5. 88, do kdy jsme museli obdržet úhradu za inzerát. Neopomeňte uvést prodejní cenu, jinak inzerát neuveřejníme. Text inzerátu pište čitelně, aby se předešlo chybám vznikajícím z nečitelnosti předlohy.

PRODEJ

ZX81 + 16 K + přísluř. (3500). E. Šupler, Severní 396, 517 50 Častolovice.
Hru na postřeh z ARA 11/84 (180), osaz. mf 10,7 MHz bez cívek a SFE (350), aut. lad. (180), oživ.

jednotku VKV 66—104 MHz (200), zdroj + trafo (270), bez skříňky, vše na tuner z ARB 4/79, pl. spoj P218 (80), SFE 10,7 (à 35), různé-MH..., KC..., LQ..., koupím LQ410, 4 ks nově. M. Hrušovský, Gutova 26, 100 00 Praha 10.

Zesilovač Texan Hi-fi 2x 30 W, indikace LED(1500), koupím U806 + 807. I. Rešl, Ljaguševova 409, 431 51 Klášterec n. Ohří.

BFR90, 91, 96, BFT66 (65, 65, 70, 140), ICL7106 (350), ICL7107 (350), AY-3-8500 (400). J. Kopecký, Záhrady 1278, 905 01 Senica.

U806, U807 (200, 150). Koupím 4164, 8264, 27128, Z80A. Mil. Sova, Heranova 1548, 155 00 Praha 5.

KOUPĚ

Jednotlivá čísla ARB (à 10). Seznam zašlu. J. Kopecký, Strakov 15, 570 01 Litomyšl.

Osciloskop do 2200 Kčs. Uveďte stav, parametry, cenu + dokumentaci. P. Burák, Priehradná 38, 031 01 Lipt. Mikuláš.

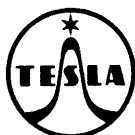
Pro Commodore 116 — hardw. i softw. nabídne. J. Malkus, 328 11 Větrní 205.

2 ks IO MN3005 nebo ekvivalent. J. Šmehýl, 790 65 Žulová 16.

RŮZNÉ

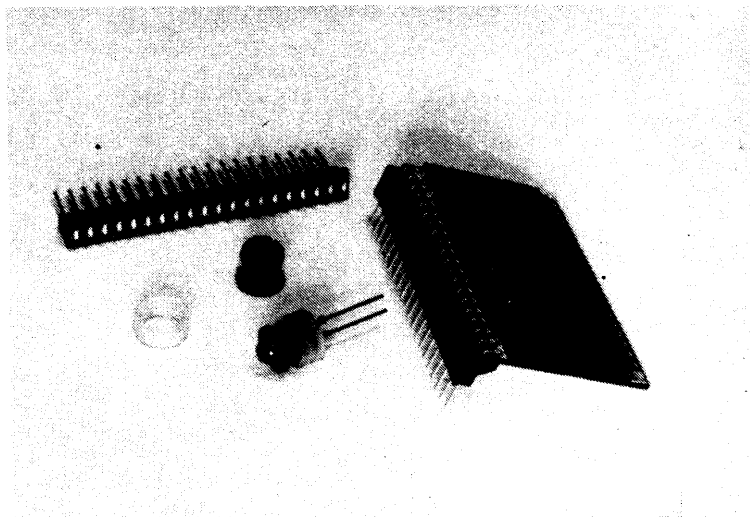
Kdo zapůjčí ZX Spectrum? Udejte své podmínky. R. Kvaka, Orlová 4, č. 804, 735 14 Karviná.

Prodám Color Printer Plotter PRN C-41 Sony Hit-Bit pre MSX Computer (10 000), Sord m5 + Basic-G, Basic-F, Falc, EM-5 (32 KB) + literaturu, cca 400 programů (spolu 8500). Vymením, alebo odpredám programy pre MSX computer, Commodore C-64 (kazety, diskety). Predám nahrané videokazety z SAT TV (hudba, filmy apod.). M. Hausner, Priehradka 395/13, 966 01 Hliník nad Hronom.



TESLA Rožnov, k. p., závod VRCHLABÍ

nabízí
k okamžitému odprodeji
tyto výrobky:



1. **Zobrazovač LCD včetně konektorů 2 RK 49720.** Konektory možno dodat i samostatně.

2. **Objímky 2 RK 200 pro svítivé diody ø 5 mm.** Od II. pololetí 1988 lze objednat objímky pro svítivé diody ø 4 mm.

Objednávky na podlimitní množství (tj. do 500 ks) zasílejte na o. p. TESLA ELTOS.

Dodávky nad 500 ks vyřizuje odbytové oddělení TESLA Vrchlabí, č. telef. 212 51, kl. 499, 316.